Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli Abbonati

3

MARZO 1983

L. 2.500

1897

1899

1900

AGENDA TELEFONICA

CONTROLLO DELLA POTENZA CON TLB 3101

AMPLIFICATORE VHF/TV DA 300 W

PROGETTI: Generatore sinusoidale basato sulle funzioni di Walsh - Adattatore di antenna per ricetrasmettitori O.C. Interfaccia videoregistratore/televisore Suoneria elettronica

1901

1905

1912

1926

1927

1934

1955

1973

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Lodovico Cascianini
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Ballocchi

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Edoardo Botti
Giuseppe Contardi
Renato Fantinato
Fabio Ghersel
Amadio Gozzi
Giuseppe Martinetti

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R.A.)
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

STAMPA
Nova Roto Srl - Opera (Milano)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 43.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica italiana

Sommario

Operativa la REL

La Rel-Ristrutturazione elettronica, la società del Ministero dell'Industria che deve guidare la ristrutturazione dell'elettronica civile italiana, ha cominciato a lavorare. A presiederla è stato chiamato Pierino Panozzo, l'ex-amministratore delegato della società, l'uomo dei 210 miliardi (a tanto ammonta il fondo stanziato dalla legge 63).
La società, che ha un capitale sociale di 1 miliardi di lire, deve per statuto effettuare il riordinamento di comparti nell'ambito dei beni di consumo dell'elettronica civile e della componentistica elettronica connessa promuovendo il coordinamento di imprese ed unità produttive secondo un indirizzo di politica industriale. In una intervista rilasciata a Il Sole - 24 Ore Panozzo ha dichiarato che la parola definitiva circa l'ammissione delle società (43) che hanno presentato domanda di intervento "spetta al Cipi ma, posso anticipare che, in base ai criteri di politica industriale stabiliti dalla legge, un congruo numero di imprese per circa 20 mila addetti potrà accedere ai finanziamenti. Oltre ad una società operativa che terrà conto delle risorse tecniche, impiantistiche, manageriali delle varie aziende, sottoscriveremo aumenti di capitale e concederemo finanziamenti a tasso agevolato".

RAI: una proposta CATV

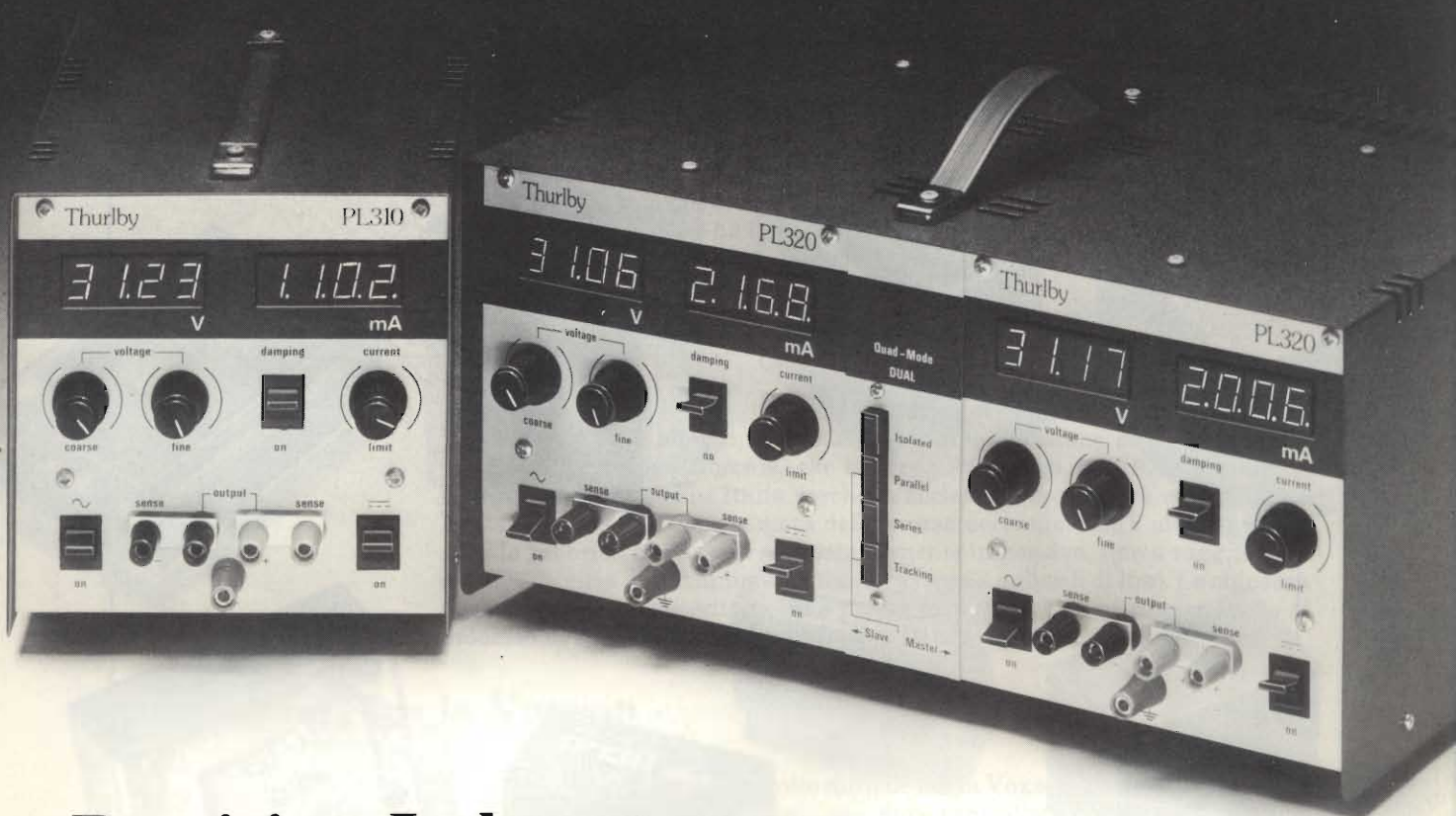
Una proposta per lo sviluppo di un sistema di distribuzione televisiva via cavo - che inizialmente colleghi le città di Milano e Torino, integrando successivamente e progressivamente zone più ampie delle regioni Lombardia e Piemonte - è stata avanzata dalla RAI in occasione del Convegno «Collaborazione e integrazione fra aree urbane» organizzato dalle Amministrazioni comunali di Milano e Torino. Tale sistema, basato sull'adozione delle tecnologie più avanzate, come le fibre ottiche, non dovrà soltanto limitarsi a collegare utenze individuali a distributori istituzionali ma cercare anche di interconnettere tra loro i grandi spazi di produzione culturale e di spettacolo (teatri, cinema, ecc.).

Matsushita: 2800 miliardi con i VTR

Con la vendita di videoregistratori la Matsushita ha realizzato nell'esercizio fiscale chiuso il 20 novembre 1982 introiti pari a 491,2 miliardi di yens (circa 2800 miliardi di lire), con un incremento del 27% rispetto ai 12 precedenti mesi. Nei passati esercizi la Matsushita aveva raddoppiato le vendite di videoregistratori da un anno all'altro.
In complesso la società giapponese ha realizzato nella decorsa gestione un fatturato di 2474 miliardi di yens (circa 14000 miliardi di lire) e un utile netto di 95,668 miliardi di yens (circa 545 miliardi di lire), con progressioni rispettivamente del 5,4% e del 14,4%. Alla ricerca la Matsushita ha destinato nel 1982 circa 150 miliardi di yens e agli investimenti in impianti ed apparecchiature circa 47 miliardi di yens.

Sanyo: costruirà VTR in Gran Bretagna

Dal prossimo autunno la Sanyo inizierà ad assemblare videoregistratori in Gran Bretagna, nella sua fabbrica di Lowestoft (Suffolk) dove essa produce televisori a colori. La produzione iniziale sarà di 5000 pezzi al mese, destinata a raddoppiare entro il prossimo anno. Si tratterà di apparecchi conformi allo standard VHS.
Per svolgere questa attività saranno creati 100 nuovi posti di lavoro. In Europa si stima che la Sanyo venda più di 300.000 VTR. Dopo questa decisione salgono a cinque le industrie giapponesi ad avere una base produttiva in Europa: Sony, Hitachi, Nec e Matsushita hanno preferito la Germania, motivando questa scelta con la migliore preparazione professionale della mano d'opera e con il migliore supporto tecnico.

Thurlby PL Series

Precision Laboratory Power Supplies

La ALL DATA presenta gli alimentatori THURLBY dalla precisione "UNMISTAKABLE".
Alimentatori da banco (singoli, duali e tripli)

- **Misura digitale simultanea della tensione e della corrente**
- **Indicatori digitali 3 $^3/_4$ digits (4.000 punti) LED 1/2"**
- **Precisione 0,1%, risoluzione 0,01V e 0,001 A**
- **Vero funzionamento a tensione costante o a corrente costante**
- **Possibilità d'impostare con precisione i limiti di corrente (o di tensione) senza dover circuitare le uscite**
- **Remote sense**
- **Funzione damping**
- **Possibilità di funzionamento vero parallelo, serie, serie tracking**

Modelli:

PL 310	0-30	0-1A	
PL 320	0-30V	0-2A	
PL 154	0-15V	0-4A	
PL 310 Dual	2x0-30V/2x0-1A		
PL 320 Dual	2x0-30V/2x0-02A		
PL 310 K Tripli	0-30V/0-1A	0-30V-0-$^1/_2$A	5V±1V 3$^1/_2$A
PL 320 K Tripli	0-30V/0-2A	0-30V-0-1A	5V±1V 7A

PL Series

ALL-DATA
20151 Milano - Via Delle Ande, 8 - Tel. 02/3087378

Sono interessato a: ☐ Ricevere documentazione tecnica
☐ Visita di un Vs. tecnico

NOME .... COGNOME ....
VIA .... TEL. ....
CAP .... CITTA' ....
DITTA .... MANSIONI ....

Il protezionismo non si addice alla Prandoni

Nel 1982 la Prandoni ha aumentato il fatturato a circa 30 miliardi di lire, 4 in più dell'anno prima ma è stata costretta a iscrivere in bilancio una perdita superiore ai 500 milioni di lire (nel 1981 c'era stato un modesto utile). Alla base di questi risultati contrastanti c'è la decisione del governo francese di limitare la introduzione sul loro mercato di televisori esteri, tradizionale fonte di sbocco degli apparecchi della Prandoni. La società bergamasca, per compensare questa misura protezionistica, ha aumentato la sua partecipazione al mercato italiano e ha fatto ricorso alla cassa integrazione per 110 dei suoi 260 dipendenti.

Körting: pericolo di chiusura

Gli stabilimenti Körting, fabbrica bavarese di radio e televisori nella quale lavorano 650 addetti, sono stati posti in liquidazione dalla casa madre jugoslava, il gruppo Gorenje, che li aveva acquistati nel 1978. Il marchio Körting è noto anche in Italia perché la società tedesca aveva un'affiliata a Pavia, che venne chiusa a metà dello scorso decennio. Negli ultimi quattro anni la fabbrica aveva operato costantemente in passivo, fino a raggiungere nel 1982 la cifra di 120 milioni di marchi (circa 68 miliardi di lire). La chiusura della fabbrica, ha asserito la casa madre jugoslava, è da attribuire anche al processo di concentrazione attualmente in atto in Europa.

Come salvare la Voxson

Il 1982 è stato un anno molto difficile per la Voxson, l'azienda romana di elettronica civile, in amministrazione controllata dall'autunno 1981. Il fatturato è stato di appena 75 miliardi di lire, realizzato con 350 dei 1700 dipendenti. Anche le prospettive non si presentano brillanti a mano che non venga deciso di dar corso alle norme per la riorganizzazione del settore dell'elettronica civile, con la elargizione del fondo di 240 miliardi di lire, e di apportare qualche modifica alla legge Prodi alla quale ha fatto ricorso la Voxson.

È nata l'ANDEC

Sotto la pressione dei recenti avvenimenti (tassa del 16% e conseguente confrontazione politica) si è formata a Milano l'Associazione Nazionale Distributori di Elettronica di Consumo (ANDEC).
Promotore è stato il Dott. Paolo Giuliani (DITRON S.p.A.) il quale ha spiegato che la necessità della creanda associazione era già avvertita in autunno quando gli operatori si erano riuniti ben tre volte per discutere e tempestivamente risolvere problemi comuni.
Due incontri erano stati promossi da AudioNews e un terzo dalla G.B.C. Italiana sul tema della pubblicità.
L'effettiva riunione dei più grossi nomi del nostro settore è una confortante realtà e fa sperare che in futuro una competente voce difenderà gli interessi della categoria che dà lavoro diretto e indiretto a svariate migliaia di addetti.
Il consiglio dell'ANDEC è così formato:
Presidente: P. Giuliani (DITRON S.p.A.)
Consiglieri: G. Gaudi (GAUDI S.p.A.), Traldi (POLYCOLOR), Segalini (EXIM), Baj (NATIONAL-PANASONIC), Castelli (HITACHI), Baruffi (SONY Italia), A. Melchioni (MELCHIONI S.p.A.), Bernardini (EUROSOUND).
Inoltre, per dirimere eventuali contestazioni, sono stati anche eletti come probi viri i rappresentanti della GBC Italiana, PIONEER e JVC.
Nell'intenso carnet del consiglio sono già previsti incontri ad alto livello a Roma con rappresentanti del Ministero sulla scottante questione della recente tassa, punitiva quanto ingiusta, decisa dal governo.

Ulteriori ristrutturazioni alla Philips

La Philips, la multinazionale elettronica, dovrà probabilmente eliminare altri posti di lavoro quest'anno onde migliorare la sua posizione concorrenziale. In un discorso ai dipendenti, il Presidente della Philips, Wisse Dekker, ha detto che la recente massiccia ristrutturazione delle operazioni europee della società non è stata sufficiente. Una crescita economica più lenta del previsto, specie nel settore dei beni di consumo, e la forte concorrenza dei giapponesi, ha precisato Dekker, impongono alla Philips di compiere un tremendo sforzo per migliorare la produttività e la qualità dei suoi prodotti. "La battaglia con la concorrenza giapponese è particolarmente aspra. In media gli operai giapponesi lavorano 43,4 ore la settimana contro le 35,7 ore lavorate in Olanda.

SGS-ATES: prima per i lineari

Secondo una statistica pubblicata nel mese di gennaio di quest'anno dalla Dataquest, la più accreditata società di ricerche di mercato nel settore dell'elettronica, la SGS ATES figura in testa alla classifica dei maggiori produttori mondiali di circuiti lineari, in base all'incremento registrato nell'anno 1982 che è superiore a quello registrato dalle maggiori aziende multinazionali.
Secondo i dati forniti dalla Dataquest, la SGS ATES risulta infetti aver avuto nel 1982 un incremento, nel fatturato in dollari, nei circuiti lineari pari al 20,63% rispetto all'anno precedente mentre la Texas Instruments ha avuto un incremento del 9,30% e la National Semiconductor dello 0,92%.

La Pioneer si rinnamora del videodisco

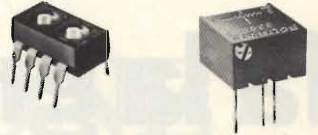
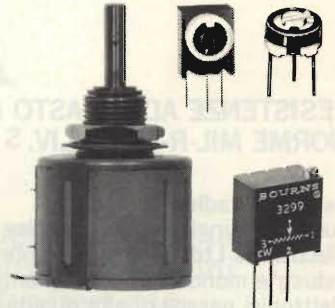
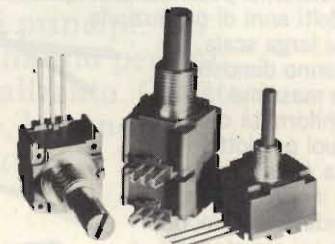
Nnei trascorsi dieci anni la Pioneer Electronics, il grosso e rinomato produttore giapponese di sistemi hi-fi, ha speso più di 100 miliardi di lire per sviluppare la tecnologia della lettura ottica di videodischi.
L'insuccesso incontrato da questo prodotto aveva fatto pensare ad un disimpegno della soceità dal settore e ad una sua più decisa presenza nel mercato dei videoregistratori. Così non è. Il nuovo management della Pioneer, capaggiato dal figlio del fondatore Matsumoto, ha fatto del videodisco a laser l'elemento centrale della strategia produttiva e tecnologica dei prossimi anni. Si tratta, hanno commentato diversi fra osservatori e concorrenti, di una scelta ad alto rischio. Contemporaneamente al videodisco, la Pioneer programma di progettare e commercializzare altri innovativi prodotti elettronici di largo consumo. Tra alcuni mesi la società introdurrà nuovi sistemi audio che "ringiovaniranno il mercato: seguiranno videoregistratori a cassette molto compatti integranti la telecamera e nuovi dispositivi destinati al settore della televisione via cavo, nel quale la Pioneer ha realizzato nel 1982 affari per oltre 50 miliardi di lire. Si valuta che la Pioneer abbia fino ad oggi venduto più di 210.000 lettori di cui più di 130.000 al di fuori del Giappone.

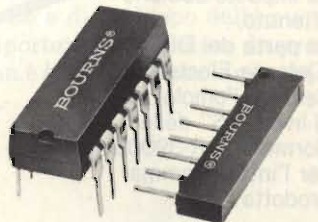
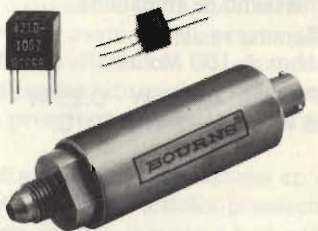
La Sony prevede di vendere 2,6 milioni di TVC

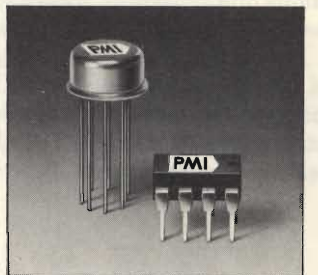
La Sony prevede di vendere, nel corrente esercizio fiscale che terminerà il 31 ottobre 1983, 2,2 milioni di videoregistratori a cassette (contro 1,9 milioni nel 1981), 2,6 milioni di televisori (2,3 milioni) e circa 3 milioni di apparecchi Walkman (senza variazione di rilievo rispetto all'anno prima a pezzi mediamente inferiori a quelli fatti segnare nel 1982. Tale fatto, unitamente alla elevata giacenza di prodotti e al protrarsi del periodo di stasi, obbligherà la società a registrare minori utili netti. Questi erano assommati a 66,90 miliardi di yen nell'esercizio fiscale 1981, a 45,82 miliardi di yen nello scorso esercizio e si prevede che nella corrente gestione essi non si discosteranno dai 30 miliardi di yen (ogni yen vale circa 5,9 lire).

BOURNS®

IL VOSTRO SOCIO PER I COMPONENTI ELETTRONICI

POTENZIOMETRI DI REGOLAZIONE TRIMPOT®
Elementi a filo, Cermet
o plastica conduttiva.

POTENZIOMETRI DI PRECISIONE
A uno o più giri,
a lettura diretta,
su specifica del cliente.

CONTROLLI DA PANNELLO
In Cermet o plastica conduttiva.
Singoli o Multipli.
Terminali per CS, per cablaggio,
con o senza interruttore,
variazione lineare o logaritmica audio.

ATTENUATORI
Fissi, variabili, a commutatore.

RETI RESISTIVE
Elementi a film spesso.
Circuiti standard o su disegno del cliente.

TRASFORMATORI
Microminiatura, ad impulso e a basso profilo
Induttanze e linee di ritardo.

TRASDUTTORI DI POSIZIONE LINEARE
TRASDUTTORI DI PRESSIONE
TRASMETTITORI DI PRESSIONE

PMI - CIRCUITI INTEGRATI
Amplificatori operazionali, Interruttori analogici
Convertitori D/A, Campione-Tenuta,
Riferimenti di tensione, Transistors adattati,
Multiplexers, Comparatori, Separatori.

Agente per l'Italia
TECHNIC
20139 MILANO - Via Brembo, 21 - Tel. 569.57.46 - Telex 316651

LA MISURA DELLA PRESSIONE ARTERIOSA

Ing. Dipl. Klaus Hoffman

La misura della pressione, della tensione elettrica, della temperatura, sono operazioni normali nell'industria; anche in medicina si misurano pressioni e tensioni (pressione del sangue, elettrocardiogramma). I criteri e la strumentazione sono però diversi, pur se basati su identici principi. Gli apparecchi per uso medico progettati con criteri industriali hanno però un senso solo se usati in un ambito ospedaliero altamente specializzato. Questo articolo mette in evidenza tutte le relative problematiche, basandosi sull'esempio della misura della pressione sanguigna.

La sicurezza del paziente, che deve sempre essere garantita, è il punto di maggior peso nella progettazione di apparecchi da impiegare in medicina: non ci devono essere in gioco tensioni pericolose e l'azionamento deve essere semplificato al massimo. Infatti la macchina o lo strumento devono essere usati da medici ed infermiere che devono dedicare quasi tutta la loro attenzione al paziente e pochissima alle attrezzature tecniche. Le caratteristiche di autodiagnosi e di facilità di manutenzione sono sempre importanti, ma specialmente nel campo delle applicazioni mediche; un guasto parziale o totale dell'apparecchio oppure la fornitura di dati inesatti potrebbero mettere a rischio la salute od addirittura la vita del paziente. Le misure di sicurezza dovranno pertanto essere studiate con particolare attenzione già in sede di progetto e di sviluppo delle nuove apparecchiature. Un altro importante particolare da prendere in considerazione (che non è necessario per l'industria) è la facilità di sterilizzazione.

Fig. 1 - Rilevatore capacitivo della pressione arteriosa impiegato per il controllo continuativo di un paziente (specialmente nei reparti di terapia intensiva).

Un caso tipico: la misura della pressione arteriosa

Il sangue umano trasporta ossigeno e sostanze nutritive alle cellule, dalle quali preleva le sostanze di scarto ed i prodotti della combustione (CO_2) da eliminare. Se la pressione si abbassa il paziente entra in una situazione critica: nei grandi interventi chirurgici la pressione deve essere sempre tenuta sotto controllo.

Per fare un confronto, prendiamo in considerazione un'analoga applicazione industriale: la misura della pressione dell'olio in un motore; se questa scende, il motore non sarà più lubrificato e dopo poco si guasterà. Individuando subito la caduta di pressione e prendendo i provvedimenti necessari, si potranno evitare danni permanenti alla macchina.

La necessità di una misura della pressione è evidente in entrambi i casi, ma le tecniche differiscono molto tra loro. Parleremo ora della misura della pressione sanguigna cominciando con il prelievo dei dati per giungere alla loro elaborazione finale.

Sensore della pressione

La *figura 1* mostra un rilevatore della pressione arteriosa applicato al corpo di un paziente. Lo strumento è collegato al sistema di elaborazione mediante un trasmettitore di pressione, per meglio garantire la sterilità.

Il rilevatore, molto sensibile, è fatto di quarzo, perchè questo materiale possiede una buona stabilità termica ed elettrica ed allo stesso tempo è abbastanza resistente agli urti. La

Fig. 2 - a) principio di funzionamento di un rilevatore di pressione arteriosa del tipo mostrato in figura 1; b) sezione del sensore (in posizione di riposo e sollecitato dalla pressione).

conversione della pressione in segnale elettrico avviene per via capacitiva: la pressione deforma la membrana del rilevatore variando la capacità tra due armature di un condensatore. La tensione d'uscita Va (*figura 2*) si ricava dalla seguente formula:

$$V_a = V_e \left[\frac{C_R}{C_S} - \frac{C_{RO}}{C_{SO}}\right] \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_{RO}}{C_{SO}}}$$

Fig. 3 - Esempio di una curva di pressione ad andamento fisiologico.

nella quale

C_{SO} = Capacità in assenza di pressione.
C_{RO} = Capacità di riferimento in assenza di pressione.
C_S = Capacità effettiva
C_R = Capacità di riferimento
V_e = Tensione d'ingresso

Nel campo di misura necessario (da 0 a 3000 mmHg) C_R (non deve subire variazioni, perciò la dipendenza di V_a da C_S) è lineare.

Conversione della grandezza misurata

La pressione deve essere convertita in un segnale elettrico ed una sua variazione deve provocare una corrispondente variazione dell'ampiezza del segnale, che potrà poi essere demodulato e, successivamente ancora, amplificato. Per aumentare l'isolamento elettrico del paziente e per ridurre al minimo le correnti di fuga, in definitiva per garantire la massima sicurezza, è prevista una separazione galvanica del circuito d'ingresso. Il perfetto isolamento è particolarmente importante quando il rilievo della pressione è fatto direttamente nelle cavità cardiache. Il cuore, che può essere considerato anch'esso un generatore (prova ne sia l'elettrocardiogramma) reagisce a sollecitazioni elettriche anche molto deboli. Una corrente di dispersione di 16 µA può essere già sufficiente a provocare un'aritmia cardiaca ed a creare una situazione di pericolo per il paziente.

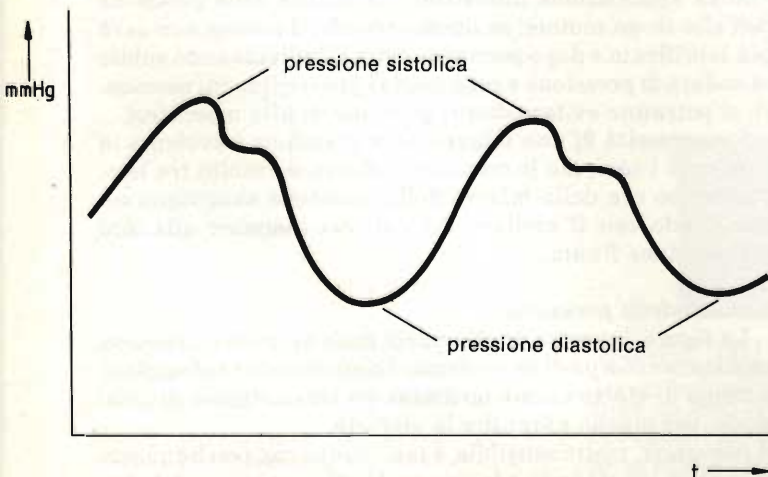
Elaborazione del valore misurato.

Il valore misurato viene amplificato nell'amplificatore di pressione, che provvede anche alla separazione dei valori sistolico, diastolico e medio. Il valore sistolico corrisponde all'ampiezza massima dell'onda di pressione, quello diastolico all'ampiezza minima. Negli apparecchi di tipo più moderno questi valori sono calcolati tramite software.

Il medico può ricavare importanti informazioni sullo stato del paziente non solo dalla pressione ma anche dalla curva della sua variazione rispetto al tempo (figura 3). Per la visualizzazione di questo tipo di segnali si impiegano oscilloscopi a memoria perchè in medicina le frequenze in gioco sono molto basse (tra 0 e 100 Hz). La curva che appare sullo schermo viene letta nella memoria 50 volte ogni secondo: si ottiene così una rappresentazione esente da sfarfallio (figura 4).

L'aggiornamento della memoria avviene a frequenza più bassa di quella della lettura (nel caso della frequenza cardiaca si va da 1 a 3 Hz). Accanto alla normale tecnica XYZ, si impiegano anche tecniche a scansione (raster) video, che hanno tra l'altro il vantaggio di rappresentare la curva con una luminosità costante. Esistono sul mercato amplificatori di misura e visualizzatori costruiti in forma compatta oppure a componenti modulari.

Esame funzionale e ricerca guasti.

La fiducia dell'utilizzatore nei dati indicati da un apparecchio ed il funzionamento senza inconvenienti dello stesso, sono elementi della massima importanza nel settore degli strumenti di misura clinici. La verifica costante della funzionalità e dell'affidabilita di uno strumento di questo genere dovrà perciò essere molto facile e di semplicissima esecuzione. Lo scopo è raggiunto alimentando il circuito d'ingresso con un apposito segnale di prova, con il quale sia possibile sempre controllare la funzionalità dello strumento.

I segnali di prova sono importantissimi anche nella ricerca dei guasti. In genere esiste un commutatore che alterna all'ingresso il segnale effettivo con uno prodotto artificialmente: nel caso in esame, il segnale di prova potrà corrispondere, per esempio, ad una pressione di 100 mmHg e sarà applicato all'amplificatore d'ingresso sotto forma di impulsi che avranno durata uguale a quelli del segnale prelevato dal paziente. Il segnale di controllo corrisponde ad un valore della pressione sistolica di 100 mmHg, ad una pressione diastolica di 0 mmHg e ad un valore medio di 50 mmHg.

Requisiti di un sistema di raccolta di dati clinici

I dati raccolti e visualizzati dagli strumenti disposti ai lati del letto del paziente vengono spesso trasmessi ad un'unità centrale. Il centralino raccoglie i dati provenienti dai diversi pazienti, li visualizza e li registra in memoria, permettendo in tal modo di tenere sotto controllo la loro evoluzione nel tempo. Gli impianti di elaborazione a distanza potranno essere di tipo industriale, ma per molti motivi si preferiscono macchine appositamente concepite per l'impiego clinico.

I criteri espressi all'inizio dell'articolo, cioè facilità d'uso e di lettura, di riparazione e minima frequenza dei guasti sono validi anche in questi impianti più sofisticati. Nel campo medico si vuole ridurre al minimo il tempo di fermata in caso di guasto; l'eventuale riparazione deve avvenire quasi sempre sul posto d'impiego, cioè nella clinica, mentre gli impianti industriali si riparano in genere presso l'officina del produttore o dei concessionari specializzati. La possibilità dell'intervento di riparazione presso il cliente deve essere prevista già in fase di progettazione.

Consideriamo più dettagliatamente una centrale di raccolta dati. I dati provenienti da parecchi pazienti sono riuniti e visualizzati, memorizzandone le variazioni nel tempo. Il sistema è costruito in modo da concentrare in un solo gruppo funzionale tutte le operazioni necessarie: raccolta dei dati del paziente (parametri organici), elaborazione e visualizzazione (tracciacurve e stampanti), elaborazione delle curve e loro memorizzazione; uno schermo video visualizza, anche in tempo reale, i diversi dati, mentre un sistema di bus interni (HP-IB) permette di accedere a qualunque gruppo di informazioni. Per evitare che, in caso di guasto al sistema di controllo dei bus, il flusso di trasferimento dei dati, si interrompa è previsto un sistema analogo in parallelo che ne assume il controllo di emergenza.

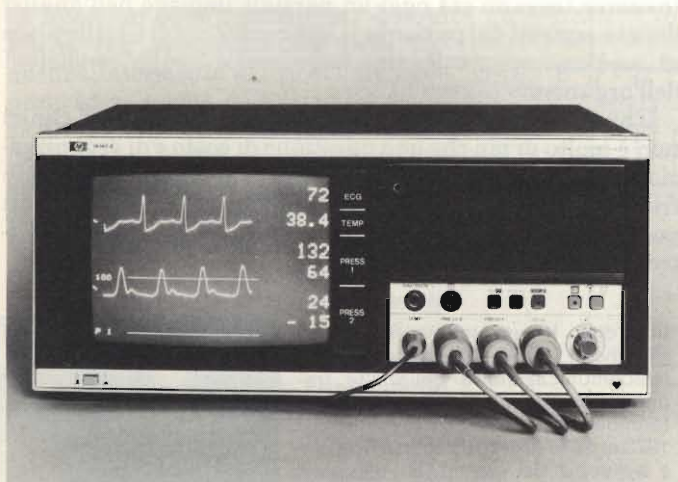



Fig. 4 - Rappresentazione di un processo a decorso lento (elettrocardiogramma e pressione sanguigna) sullo schermo di un oscilloscopio a memoria realizzato appositamente per uso medico.

La raccolta dei dati al letto dei pazienti potrà cessare in caso di guasto del sistema centrale di elaborazione; ecco un altro motivo per ridurre al minimo i tempi di fermata per riparazione. Si può ottenere lo scopo corredando il sistema di particolari prestazioni software. Il funzionamento in autodiagnosi dell'elaboratore offre la possibilità di verificare, senza che l'utilizzatore debba intervenire, se tutti i sistemi funzionano in modo corretto ed affidabile. In caso di anomalie viene dato un segnale d'allarme, ed i componenti hardware e software aggiunti permetteranno di circoscrivere con la massima velocità la natura e la posizione del guasto facilitandone la rapida riparazione.

Possibilità di ampliamento

I normali sistemi di controllo e raccolta dei dati clinici possono essere eventualmente completati anche di altri terminali: ad esempio di rivelatori di aritmie (le aritmie sono disturbi del ritmo cardiaco) con un allarme che permetta un rapido intervento. I sistemi di assistenza clinica operano in base ad un proprio minielaboratore che, nell'interesse di una valutazione affidabile, deve essere in grado di ricevere e di elaborare la maggior quantità possibile di dati in tempi brevissimi; il loro impiego dipende, come sempre, dalla facilità di azionamento e dall'affidabilità. I dati potranno anche essere trasmessi ad un centro di elaborazione EDP dove subiranno ulteriori processi di elaborazione (controllo del decorso e della prognosi, eccetera, figura 5). Le macchine più complesse permettono programmi più completi che potranno esprimere i risultati in forma comprensibile dai medici e non dai soli specialisti in elaborazione dati.

Il programmatore è un personaggio importantissimo perchè è proprio il software che permetterà la massima efficienza nella valutazione dei dati memorizzati. Il software disponibile per questo scopo è abbastanza completo ma restano ancora insoluti alcuni problemi di alta specializzazione.

Sviluppi futuri

La sempre maggiore diffusione dei microprocessori garantisce, come in molti altri settori, la messa a punto di una strumentazione sempre più rispondente alle diverse caratteristiche necessarie all'impiego specialistico. Il presupposto per una maggiore introduzione dell'elettronica in medicina è il miglioramento dei metodi di prelievo dei segnali, dell'elaborazione e della rappresentazione dei parametri vitali.

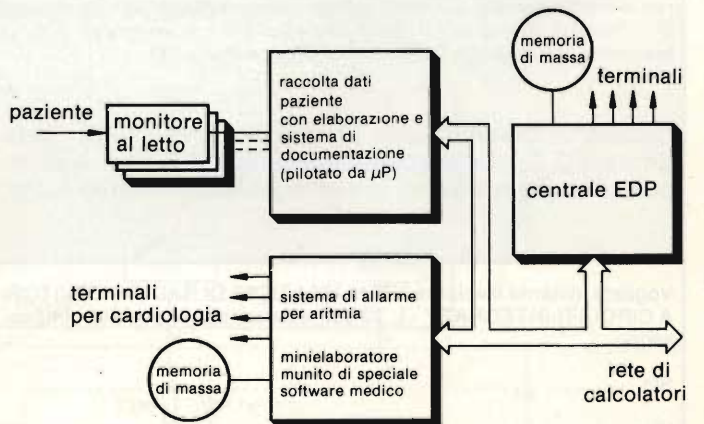



Fig. 5 - Sistema completo di gestione dei dati riferiti al paziente. I dati rilevati al letto sono raccolti e possono essere elaborati per la rilevazione di aritmie (in reparti di cadiologia) oppure mandati ad un elaboratore centrale.

Fig. 6 - Esempio di misura non invasiva: analisi dei gas espirati.

Il numero dei parametri misurabili sul paziente dovrà pertanto ancora aumentare, perchè solo una grande quantità di dati potrà garantire un costante miglioramento dell'interpretazione delle condizioni fisiche del malato. Un importante progresso dovrà essere compiuto nel riconoscimento più precoce possibile dell'insorgenza di fasi critiche, in modo da poter fronteggiare in tempo e con la massima consapevolezza qualunque situazione di pericolo.

Un altro passo in avanti sarà l'impiego sempre più generalizzato dei sistemi di prelievo non invasivi (ossia che non richiedono l'inserzione di strumenti all'interno del corpo). Così il malato non correrà l'ulteriore pericolo di infezioni dovute a problemi di sterilizzazione che riguardano, tanto per fare un esempio, i vari tipi di cateteri. Le tecniche non invasive trovano già oggi un parziale impiego nell'analisi dei gas espirati dal paziente; il loro contenuto di CO_2 fornisce al medico importantissime informazioni sulle condizioni dell'organismo (figura 6).

L'applicazione estensiva dei più moderni sistemi clinici non è molto di più che una questione di costo e di organizzazione. Speriamo che gli ostacoli possano essere eliminati in fretta in modo che tutti i malati e non solo pochi fortunati possano godere dell'assistenza che le moderne tecniche elettroniche rendono possibile.

Ing. dipl. Klaus Hoffmann. Nato a Pforzheim, ha studiato tecnica delle telecomunicazioni e delle alte frequenze al politecnico di Karlsruhe. Al termine degli studi ha lavorato dal 1973 al 1976 presso il reparto ricerche e sviluppo dei generatori d'impulsi della Hewlett Packard. Dal 1976 si occupa di medicina elettronica nel settore della consulenza tecnico-applicativa in Europa.

SILICIO SUPERA GERMANIO NEI DIODI PER RIVELATORI A RAPPORTO

a cura della Redazione

Per molto tempo si è creduto che i diodi al silicio non fossero adatti ad essere impiegati nel rivelatore a rapporto per segnali FM a causa della loro tensione di soglia molto più elevata di quella dei diodi al germanio. Ora invece si è dimostrato che ciò non è vero, in quanto il rumore sempre presente nei circuiti del ricevitore può essere utilizzato per prepolarizzare il diodo al silicio per cui le sue prestazioni, in un rivelatore a rapporto, risulteranno identiche a quelle di un corrispondente diodo al germanio.

Compito del rivelatore in un radioricevitore FM è quello di trasformare le variazioni di frequenza della portante a frequenza intermedia, modulata in frequenza, in variazioni di ampiezza identiche a quelle che originariamente, al trasmettitore, avevano prodotto la variazione della frequenza o meglio, la modulazione della frequenza della portante. Questa "conversione" deve essere lineare ed avere un buon rendimento. È noto anche che l'amplificatore della frequenza intermedia del ricevitore deve provvedere anche a limitare l'ampiezza dei segnali aventi un eccessivo livello; il rivelatore FM da parte sua, deve essere insensibile a qualsiasi modulazione di ampiezza spuria o indesiderata, prodotta per esempio, da segnali di rumore sovrapposti a segnali FM deboli. Quest'ultima caratteristica riveste particolare importanza nelle autoradio, le quali, molto spesso, sono costrette a ricevere segnali con livello molto basso, oppure continuamente variabile.

Quattro sono i tipi di rivelatori FM normalmente impiegati. Essi sono: il rivelatore PLL (Phase-Locked Loop), il rivelatore contatore di impulsi, il rive-

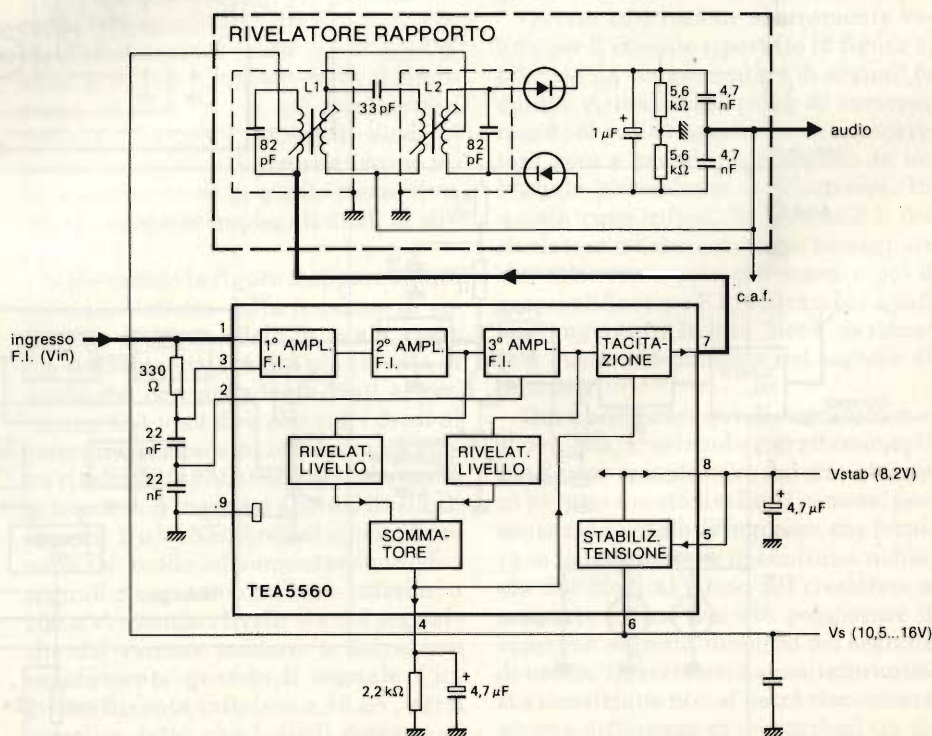



Fig. 1 - Rivelatore a rapporto alimentato con il circuito integrato F.I./F.M. TEA5560. L1 = Toko 85ACS-4238A : L2 = Toko 85ACS-4260 SEJ.

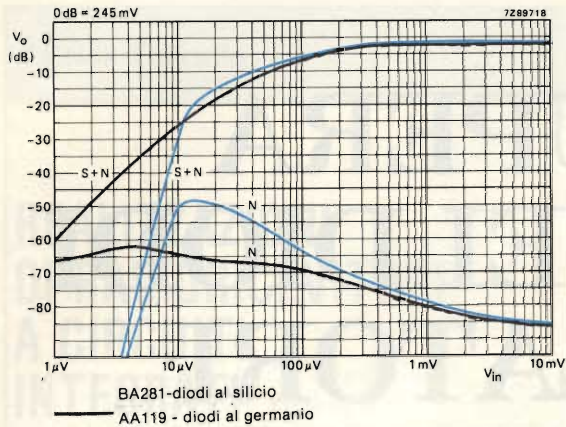



Fig. 2 - Curve segnale-disturbo misurate nel circuito di figura 1 impiegante nel rivelatore a rapporto diodi al germanio oppure diodi al silicio. Curve a tratto continuo = diodi al silicio (BA281); curve tratteggiate = diodi al germanio (AA119).

latore in quadratura e quello a rapporto. I primi due tipi di rivelatori non sono adatti ad essere impiegati nelle autoradio in quanto non forniscono segnali rivelati accettabili quando il segnale ricevuto è molto basso. Il rivelatore in quadratura, se "alimentato" da un amplificatore della frequenza intermedia che funzioni anche da limitatore, potrebbe essere adatto; ha però l'inconveniente di non riuscire a sopprimere il rumore prodotto da fenomeni di modulazione di ampiezza spuri che diventano particolarmente fastidiosi quando si tenta di ricevere con l'apparecchio segnali deboli aventi un livello inferiore a quello in corrispondenza del quale l'amplificatore FI può funzionare anche da limitatore. Questo inconveniente, caratteristico del rivelatore in quadratura, può però essere in parte mitigato qualora vengano aggiunti ad esso circuiti di limitazione dinamica e circuiti di tacitazione.

Il rivelatore a rapporto riesce invece a demodulare con rendimento molto elevato i segnali FM, mentre "lavora" con un rendimento estremamente basso in presenza di segnali AM (dà infatti un'ottima soppressione AM anche in presenza di quei segnali con livello inferiore a quello in corrispondenza del quale l'amplificatore FI funziona anche da limitatore). Rispetto al modulatore in quadratura, a parità di prestazioni, lavora inoltre con una circuiteria più semplificata.

Oltre a ciò, il rivelatore a rapporto impiega soltanto componenti passivi e due diodi, per cui le uniche possibili

RIVELATORE A RAPPORTO CON DIODI AL SILICIO

RIVELATORE A RAPPORTO CON DIODI AL GERMANIO

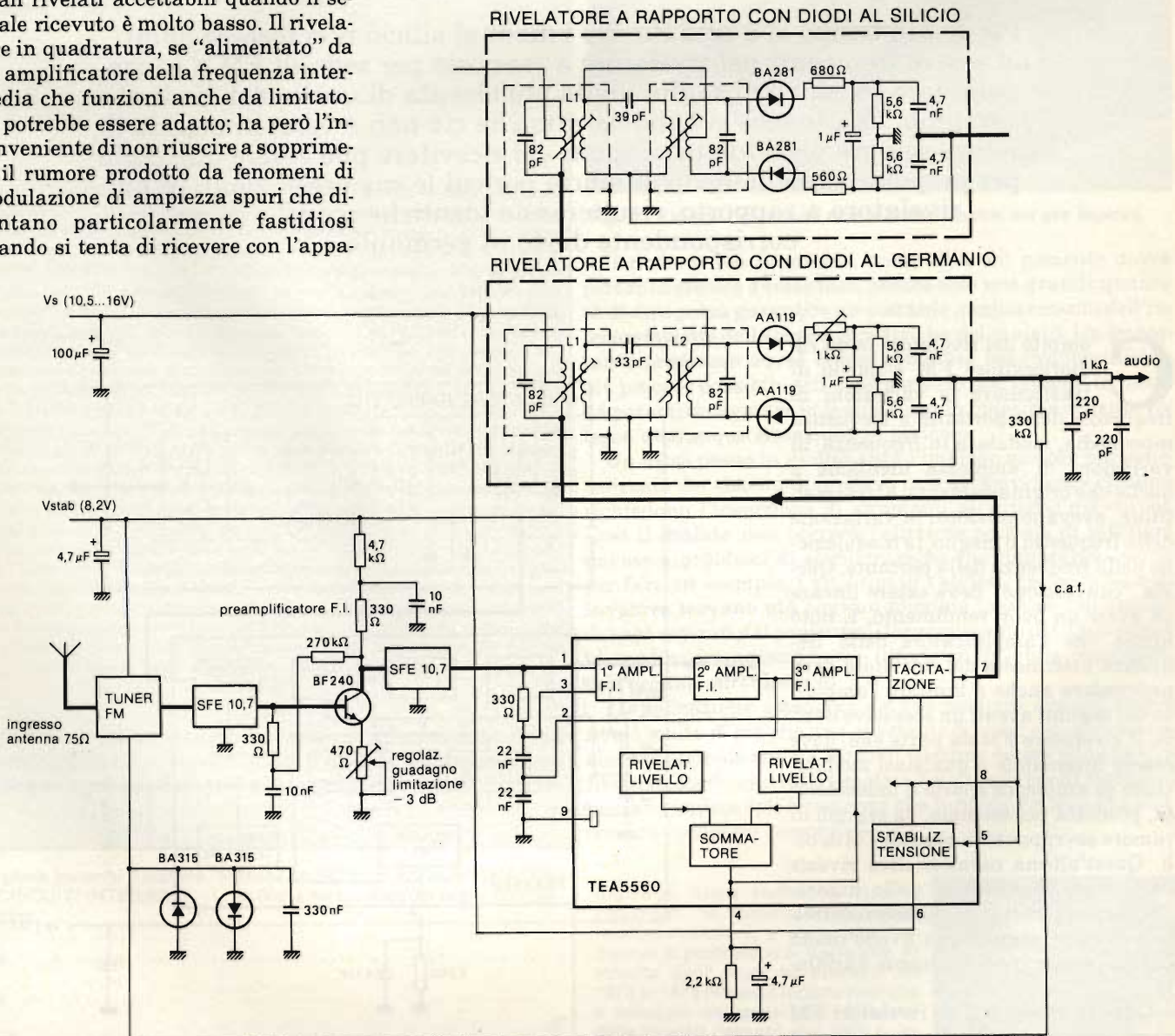



Fig. 3 - Sezione R.F./F.I. di un radio ricevitore F.M. impiegante il circuito integrato F.I./F.M. TEA 5560 e un rivelatore a rapporto equipaggiato rispettivamente con diodi al germanio e con diodi al silicio.

sorgenti di rumore saranno costituite, in questo caso, dai diodi e dai resistori impiegati.

È parere generale però che, perché un rivelatore a rapporto sia in grado di demodulare segnali di livello molto basso, debba impiegare diodi aventi una bassa tensione di soglia. (La tensione di soglia è quel valore di tensione oltre il quale il diodo comincia a raddrizzare). La conseguenza è che in questo caso, non è possibile impiegare diodi al silicio, per il semplice fatto che la loro elevata tensione di soglia (> 450 mV) dovrebbe essere compensata eventualmente mediante l'applicazione di una polarizzazione in corrente continua la quale, a sua volta, oltre a richiedere componenti aggiuntivi ed essere quindi più costosa, renderebbe estremamente difficile derivare dal circuito del rivelatore, l'informazione necessaria ai sistemi C.A.F. (Controllo Automatico di Frequenza), per il semplice motivo che, nel segnale audio di uscita, sarebbe presente questa componente continua introdotta artificialmente.

Si comprende quindi molto facilmente come il rimedio che, a prima vista, occorrerebbe adottare contro questo inconveniente sarebbe rappresentato dall'impiego dei diodi al germanio i quali, notoriamente, posseggono una tensione di soglia più bassa di quelli al silicio (circa 200 mV). Siccome però il germanio è un elemento raro, e di conseguenza, costoso, e siccome inoltre le tolleranze elevate delle caratteritiche dei diodi al germanio richiedono quasi sempre l'impiego di un potenziometro per correggere i fenomeni di sbilanciamento prodotti da esse, molti costruttori di autoradio hanno adottato in passato per i loro apparecchi, sistemi di rivelazione diversi dal rivelatore a rapporto.

Questo articolo vuole illustrare i risultati di studi e di prove che contrastano in parte con la decisione dei suddetti costruttori. I diodi al silicio BA281 infatti non soltanto possono rimpiazzare i diodi al germanio impiegati nei rivelatori a rapporto senza implicare nel rivelatore una caduta di prestazioni a bassi livelli di segnale, ma consentono inoltre di eliminare il potenziometro di bilanciamento a cui più sopra abbiamo accennato.

Motivi per cui alcuni costruttori sono contrari all'impiego del rivelatore a rapporto

La *figura 1* riporta un rivelatore a rapporto pilotato dal segnale di uscita di un circuito integrato per l'elaborazione del segnale di frequenza intermedia FM (TEA5560).

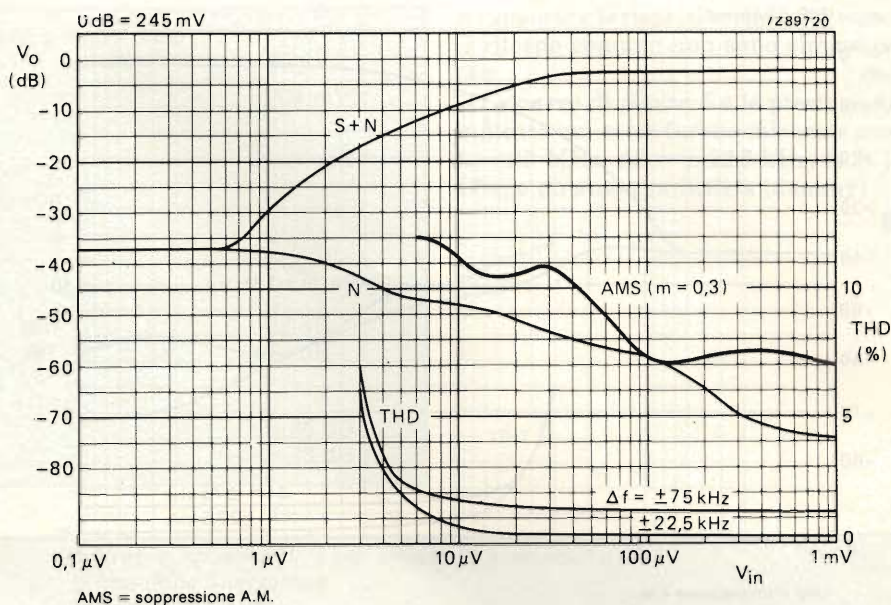
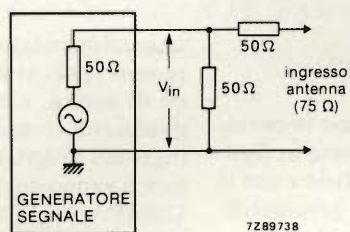



Fig. 4 - Prestazioni del circuito di figura 3 impiegante nel rivelatore a rapporto diodi al germanio.

La *figura 2* riporta l'andamento del rapporto segnale/rumore di questo circuito misurato tra l'ingresso F.I. e l'uscita B.F. Due di queste curve si riferiscono al caso in cui nel rivelatore a rapporto vengano impiegati diodi al germanio; le altre due si riferiscono invece al caso in cui in questo stesso rivelatore, vengano impiegati diodi al silicio.

Osservando la *figura 2* appare subito evidente l'effetto della tensione di soglia dei diodi al silicio la quale, come già sottolineato, è molto più elevata di quella dei corrispondenti diodi al germanio. Ciò vuol dire che con i diodi al germanio si riesce ad ottenere una buona rivelazione FM anche nel caso in cui la tensione d'ingresso abbia il livello di appena 1 μV. Nei diodi al silicio, il rumore (N) tende ad aumentare quando i segnali d'ingresso risultano inferiori a 100 μV, mentre i livelli sia del segnale che del rumore tendono a decrescere rapidamente quando il segnale d'ingresso diventa inferiore a 15 μV, per il semplice fatto che i diodi cessano di condurre. Apparentemente sembrerebbe quindi che, in presenza di segnali deboli, impiegando diodi al silicio, non sarebbe possibile demodulare alcun segnale.

Questa conclusione sicuramente valida per il circuito riportato in figura 1, pilotato da un generatore di segnali (e quindi virtualmente privo di rumore), non è più valida se riferita ad un ricevitore vero e proprio, alimentato da un segnale proveniente dall'antenna. In questo caso infatti, il circuito F.I. del rivelatore a rapporto riceve un segnale che attraversa prima il tuner e poi il preamplificatore F.I., entrambi i quali aggiungeranno la loro "dose" di rumore a quello già presente nel segnale di antenna.

Quanto diremo qui di seguito dimostrerà che, scegliendo correttamente il guadagno complessivo del circuito, sarà proprio questo livello di rumore, presente nel segnale di ingresso, che fornirà la polarizzazione in continua richiesta dai diodi al silicio del rivelatore a rapporto senza con ciò peggiorare il rapporto segnale/disturbo del segnale di uscita. Se si riuscirà a realizzare questa condizione non si potrà riscontrare alcuna differenza di prestazioni tra rivelatori a rapporto impieganti diodi al silicio e quelli impieganti diodi al germanio.

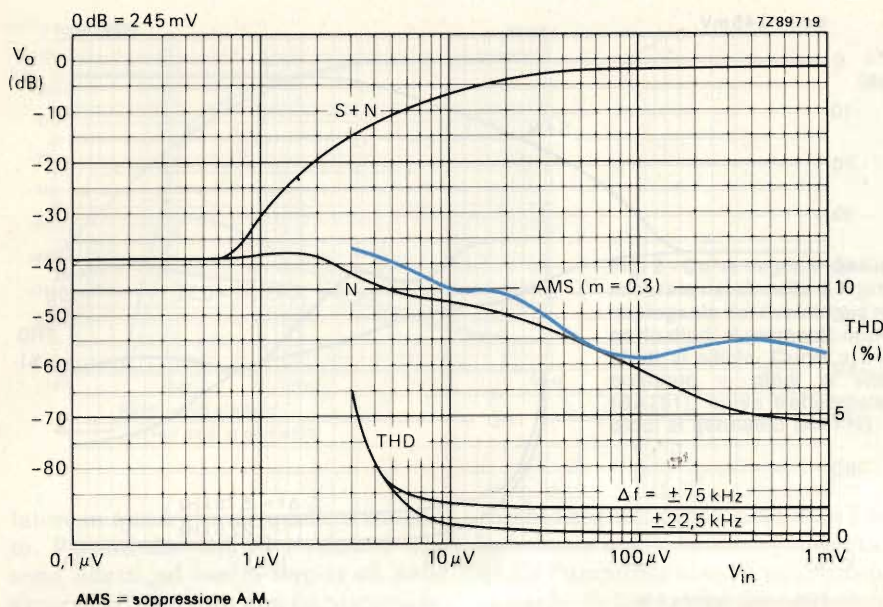
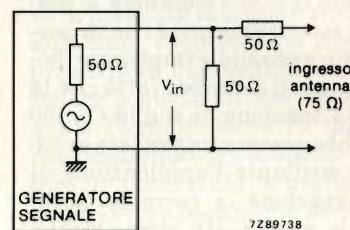



Fig. 5 - Prestazioni del circuito di figura 3 impiegante nel rivelatore a rapporto diodi al silicio.

Quanto rumore occorre per prepolarizzare i diodi?

Qui di seguito presentiamo le caratteristiche del circuito riportato in *figura 3,* impiegante diodi al silicio e con il controllo del guadagno del preamplificatore F.I. regolato per il massimo: una polarizzazione in c.c. (ricavata dal rumore) pari al valore della loro tensione di soglia, e cioè circa 450 mV, e il guadagno complessivo del rumore tra ingresso di antenna e uscita del rivelatore a rapporto, sarà 450 mV/1,7 μV = 108 dB.

Ecco ora le condizioni da realizzare

- Cifra di rumore del tuner	5 dB
- Ingresso in antenna per S/N = 0 dB	0,66 μV eff (1,7 μV p-p)
- Larghezza di banda dell'amplificatore F.I. a − 3 dB	150 kHz
- Ingresso F.I. per il TEA5560 per un'uscita a meno di 3 dB prima della limitazione	150 μV
- Ingresso in antenna per un'uscita a meno 3 dB prima della limitazione (guadagno regolato al massimo)	10 μV

In assenza di segnali r.f. all'ingresso, la tensione continua riscontrata ai capi del condensatore elettrolitico da 1 μF del rivelatore a rapporto ammonta a 20 mV. Questo significa evidentemente che i diodi del rivelatore a rapporto sono entrati in conduzione in quanto si sono trovati a lavorare con una tensione di polarizzazione (prodotta dal raddrizzamento del rumore) superiore alla loro tensione di soglia (e cioè circa 450 mV).

Quando il potenziometro presente nel circuito dell'emettitore del transistore dell'amplificatore F.I. viene regolato (nel senso di ridurre il guadagno) in modo che la tensione ai capi del condensatore elettrolitico da 1 μF del rivelatore a rapporto venga ridotto a zero, la sensibilità ai morsetti di ingresso di antenna diventerà 30 μV per un'uscita a meno 3 dB prima della limitazione. In queste condizioni, i diodi riceveranno

per ottenere quel livello di rumore sufficiente a dare il valore di prepolarizzazione richiesto ai diodi al silicio impiegati in un rivelatore a rapporto di un radioricevitore FM.

Esse sono:

	Valori teorici	Valori pratici
- Cifre di rumore di un tuner F.M.	⩾ 5 dB	6 dB
- Guadagno tra circuito d'antenna e uscita rivelatore a rapporto	⩾ 108 dB	115 dB
- Larghezza di banda a 3 dB per il canale F.I.	⩾ 150 kHz	> 170 kHz

In pratica, le condizioni per ottenere la prepolarizzazione dei diodi possono essere ottenute impiegando anche altre combinazioni di valori del rumore d'ingresso, della larghezza di banda F.I. e dell'amplificatore.

Prestazioni dei rivelatori a rapporto

Per ridurre al minimo in un rivelatore a rapporto la distorsione occorre rendere più favorevole possibile la relazione tra il coefficiente di accoppiamento (kQ) delle bobine del rivelatore e la massima soppressione della a.m.; ciò consentirà di ottenere una curva di rivelazione estremamente lineare.

1) *Circuito impiegante diodi al germanio*

Nel circuito del rivelatore a rapporto impiegante diodi al germanio riportato in *figura 3,* il coefficiente di accoppiamento delle bobine viene fissato mediante il condensatore da 33 pF mentre le tolleranze delle caratteristiche del diodo (V_F a bassa I_F, C_d e R_d in funzione di I_F, e la capacità quando il diodo viene polarizzato in senso inverso) vengono compensate mediante potenziometro. Quest'ultimo viene regolato per la massima soppressione dell'A.M. con un ingresso in antenna tale da avere la limitazione a −3 dB.

Le prestazioni qui sotto riportate e le curve di *figura 4* vennero misurate con una f_o = 93 MHz, Δf = ±22,5 kHz, f_m = 1 kHz e antenna fittizia, come riportato in *figura 4.*

- *Ingresso di antenna (V_{in}) per un'uscita a meno 3 dB prima della limitazione*	15 µV
- *Uscita per V_{in} = 1 mV*	204 mV
- *Rumore all'uscita con V_{in} = 0V (0 dB = 204 mV)*	– 37 dB
- *Distorsione di terza armonica (THD) con V_{in} con V_{in} = 1 mV*	
Δf = ± 22,5 kHz	0,22%
Δf = ± 75 kHz	1,3%
- *(S + N)/N*	
V_{in} = 4 µV	32 dB
V_{in} = 15 µV	44 dB
- *Soppressione A.M. m = 0,3 (0 dB = uscita per V_{in} = 1 mV)*	
V_{in} = 4 µV	– 36 dB
V_{in} = 15 µV	– 43 dB

a rapporto e le rispettive capacità verso il ritorno comune non sono simmetriche.

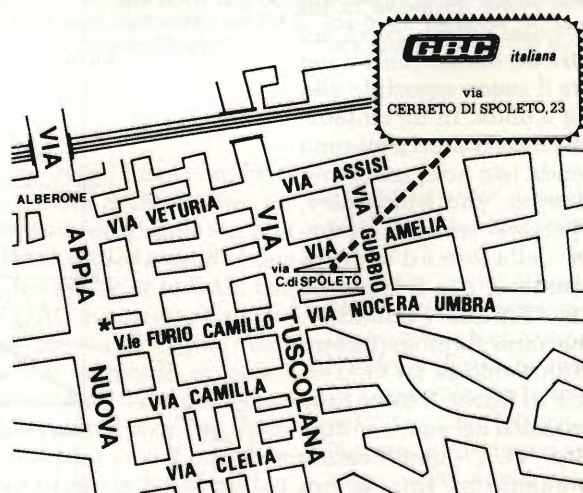
Le curve di *figura 5* e le prestazioni indicate qui sotto furono misurate con f_o = 93 MHz, Δf = ± 22,5 kHz, f_m = 1 kHz, e un'antenna fittizia (dummy). ■

2) *Circuito impiegante diodi al silicio*

Nel circuito del rivelatore a rapporto impiegante diodi al silicio (figura 3), il coefficiente di accoppiamento delle bobine viene fissato da un condensatore da 39 pF. Siccome le tolleranze delle caratteristiche dei diodi al silicio BA281 hanno valori molto piccoli, il potenziometro impiegato per la stessa funzione nel circuito con diodi al germanio, viene sostituito in questo caso, da due resistori fissi. I valori dei resistori sono disuguali per il fatto che, in questo circuito, le bobine del rivelatore

- *Ingresso antenna (V_{in}) per un'uscita a meno 3 dB prima della limitazione*	15 µV
- *Uscita per V_{in} = 1 mV*	180 mV
- *Rumore all'uscita con V_{in} = 0 V (0 dB = 180 mV)*	– 33 dB
- *Distorsione di terza armonica (THD) con V_{in} = 1 mV*	
Δf = ± 22,5 kHz	0,24%
Δf = ± 75 kHz	1,3%
(S + N)/N	
V_{in} = 4 µV	30 dB
V_{in} = 15 µV	44 dB
- *Soppressione A.M., m = 0,3 (0 dB = uscita per V_{in} = 1 mV)*	
V_{in} = 4 µV	– 32 dB
V_{in} = 15 µV	– 40 dB

Personal computer, videogames e telefoni senza fili

Calcolatori personali, videogames e apparecchi telefonici: ecco i prodotti elettronici che nel 1982 hanno interessato di più i consumatori americani. La Future Computing di Richardson (Texas), un osservatore di mercato, ha valutato che per il solo acquisto di personal computer (hardware) sono stati spesi quasi 4500 milioni di dollari che diventeranno 7000 quest'anno.
Per quanto riguarda i videogames la Associazione americana delle industrie elettroniche quantifica le vendite del 1982 in 6,7 milioni di pezzi (4,2 milioni nel 1981), con una previsione di 7,2 milioni di consolle per quest'anno.
Infine la American Telephone & Telegraph, principale gestore americano e mondiale di servizi telefonici, stima che nel 1982 gli apparecchi telefonici venduti o noleggiati siano assommati a 25,2 milioni; a questi vanno aggiunti 620.000 telefoni senza filo, in continuo forte aumento.

OSCILLATORI DIGITALI (DIGITAL V.C.O.)

a cura di Ing. Paolo Bozzola

In questo articolo introduciamo la teoria degli oscillatori digitali (Digital V.C.O.), oramai tanto di moda nelle grosse macchine di sintesi basate su microprocessori, poichè permettono di ottenere suoni e forme d'onda con una immediatezza veramente strabiliante, ed effetti limitati solo dalla fantasia del programmatore. E' sottointeso, infatti, che un Digital VCO può funzionare solo se collegato ad un computer. Dunque, l'argomento è "specificato", ma l'idea di base è senz'altro un argomento interessante anche per i fedelissimi delle macchine totalmente analogiche.

Nel campo audio, una forma d'onda è una tensione variabile ciclicamente nel tempo, ed il cui andamento si ripete identico ad ogni periodo "T". Se contiamo quanti periodi avvengono in un secondo, abbiamo un valore, chiamato "Frequenza", misurata in "Hz", cioè "Hertz". Se questa tensione viene immessa in un amplificatore, quest'ultimo potrà ad esempio pilotare un altoparlante e noi potremo sentire il suono associato alla suddetta forma d'onda. In un sintetizzatore di solito gli oscillatori generano delle forme d'onda ben note, quali una rampa, una quadra, una triangolare, per cui i timbri diversi vengono ottenuti "asportando" della forma d'onda determinate armoniche, con il ben noto processo della "Sintesi Formante". Quindi è più che naturale progettare un sint analogico partendo da un VCO seguito da un VCF (il filtro). Il tocco finale, e cioè la dinamica del suono, è ottenuto usando un VCA (amplificatore variabile). Se quanto ho fino ad ora esposto risultasse di comprensione difficile, rimando il lettore agli scorsi articoli di Selezione, sui vari temi di Musica Elettronica, nonchè alla bibliografia in calce all'articolo.

Il problema, ora, è questo: riusciamo a scostarci dalla classica situazione analogica ed a ricreare in campo digitale la stessa catena di generazione ed elaborazione di un segnale audio? La risposta è positiva, anche se, con la tecnologia attuale, è ancora preferibile un progetto analogico (controllato, semmai, digitalmente, ma pur sempre analogico nella generazione ed elaborazione dei suoni). Il motivo è legato ai costi

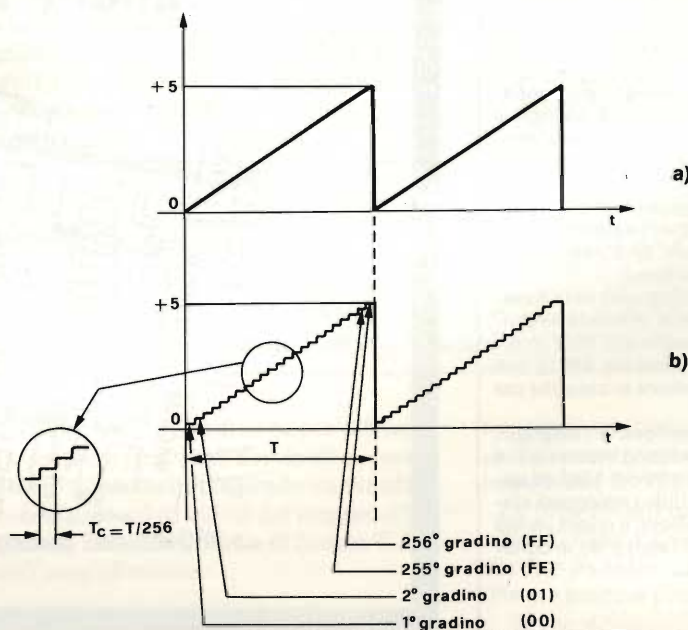



Fig. 1 - Forma d'onda a rampa: a) generata da un normale VCO analogico; b) generata all'uscita di un DAC in un VCO digitale.

ancora alti - di chip microprocessori veloci e potenti, quali la 68000 ed analoghe CPU. Il ricercatore potrà dunque orientarsi sui VCO digitali, mentre il costruttore (specie se appassionato o hobbista di un certo livello) sarà bene che segua ancora per un pò la via dei VCO, VCF e VCA analogici. Fatte queste dovute considerazioni, scopriamo che gli strumenti necessari per costruire un VCO digitale sono: un microprocessore (meglio se si dispone di un sistema già pronto all'uso, e dotato di Port di I/O), una memoria "ad accesso casuale in lettura o scrittura", cioè una RAM, ed infine un convertitore Digitale-Analogico. Se fate caso, tutti i componenti in questione sono stati da me già descritti in altri articoli sempre su Selezione, per cui io riterrò, in questa trattazione, acquisita la conoscenza dei suddetti elementi.

Ora, vediamo la *figura 1*. Nella parte a) si vede una tipica rampa, quale quella prodotta da un normale VCO analogico. L'onda ha periodo "T" (e frequenza 1/T). Ora ammettiamo di avere disponibile il Convertitore (DAC), e cominciamo a scrivere il dato "0" al suo ingresso. Sappiamo che la sua tensione in uscita dovrà essere di 0 V, perchè, diciamolo per l'ultima volta, un DAC è un circuito che produce alla sua uscita analogica una tensione univocamente correlata al valore del dato binario applicato ai suoi ingressi digitali. Tali ingressi sono 8 (cioè 8 bit), ed allora il massimo dato binario in ingresso è di 255 ($FF). Per tale valore dell'ingresso ammettiamo che l'uscita del DAC raggiunga il suo massimo di +5 V. E' chiaro allora che ad ogni incremento di uno del dato in ingresso l'uscita incrementa di 5/255 = 0,0196 V. Tale è il cosiddetto "valore di gradino" del DAC. E' intuitivo a questo punto che, per realizzare la forma d'onda della *figura 1b*, saremmo obbligati ad applicare agli ingressi del DAC tutti i valori da 0 ad FF (hex) esattamente nel tempo T, e ciò affinchè l'uscita del DAC sia la rampa a gradini che appare in figura. Se T è, appunto, il periodo, questo vuol dire effettuare una nuova scrittura agli ingressi del DAC in un tempo T/256 = 0,0039063 T. Qual è il sistema più rapido per effettuare questa operazione? La *figura 2a* fornisce una risposta adeguata. Si collega, infatti, una RAM al DAC, e precisamente si collegano le sue uscite agli ingressi del DAC. Se la RAM viene scelta nel modello da 256 parole di 8 bit (256 byte RAM), ognuno dei 256 byte è selezionabile da una unica combinazione delle (linee di indirizzo che entrano nella RAM. Inoltre un segnale di abilitazione giunge sia alla RAM che al DAC, e dice quando i due chip devono attivarsi (cioè la RAM trasmettere ed il DAC accogliere il nuovo dato); poi una coppia di segnali dice alla RAM se è il momento di essere letta (cioè di emettere il dato) o di essere scritta (accogliere un dato). Per il momento a noi interessa solo il primo caso, immaginando che la RAM contenga già una sequenza ordinata di dati, e precisamente:

all'indirizzo 00 il dato 00
all'indirizzo 01 il dato 01
.....
all'indirizzo FE il dato FE (254)
all'indirizzo FF il dato FF (255)

Fig. 2 - Il cuore del D.O.: una RAM che riceve come ingresso una sequenza progressiva di indirizzi ed emette i suoi dati verso un DAC. (parte a). La parte "b" mostra il diagramma temporale dei segnali di controllo applicati. L'intera scansione dei 256 indirizzi deve avvenire nel periodo T.

Adesso possiamo osservare la *figura 2b*. Essa illustra l'andamento nel tempo dei segnali che vanno applicati alla RAM e al DAC. Se iniziamo dal punto "*", vediamo che la RAM viene comandata per una lettura, mentre ai suoi ingressi gli indirizzi sono già pronti (e saranno 00). Inoltre la RAM ed il DAC vengono anche abilitati.

In lettura, la RAM dopo un certo tempò (Tacc) emette il dato, che può essere ingoiato dal DAC quando l'Enable ri-

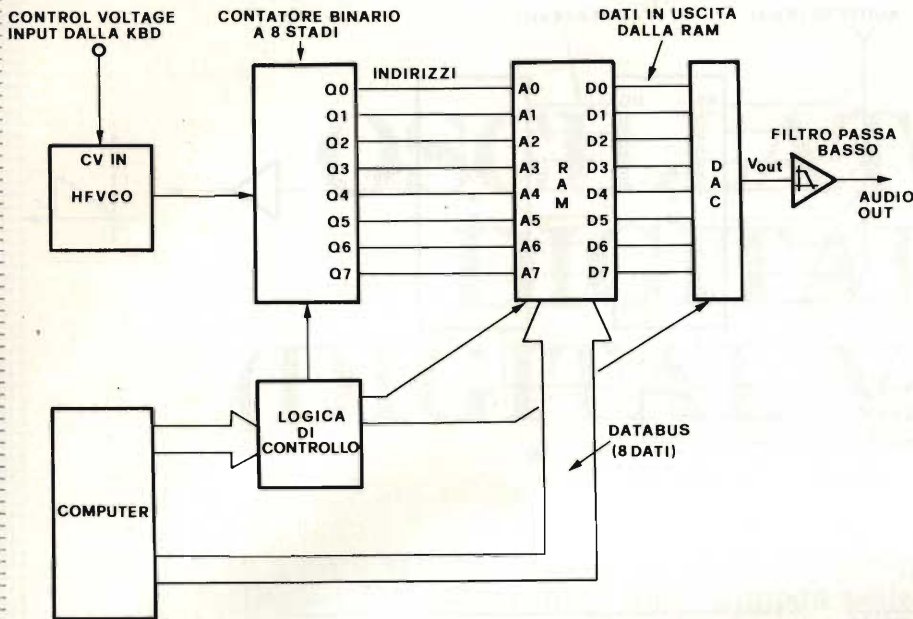
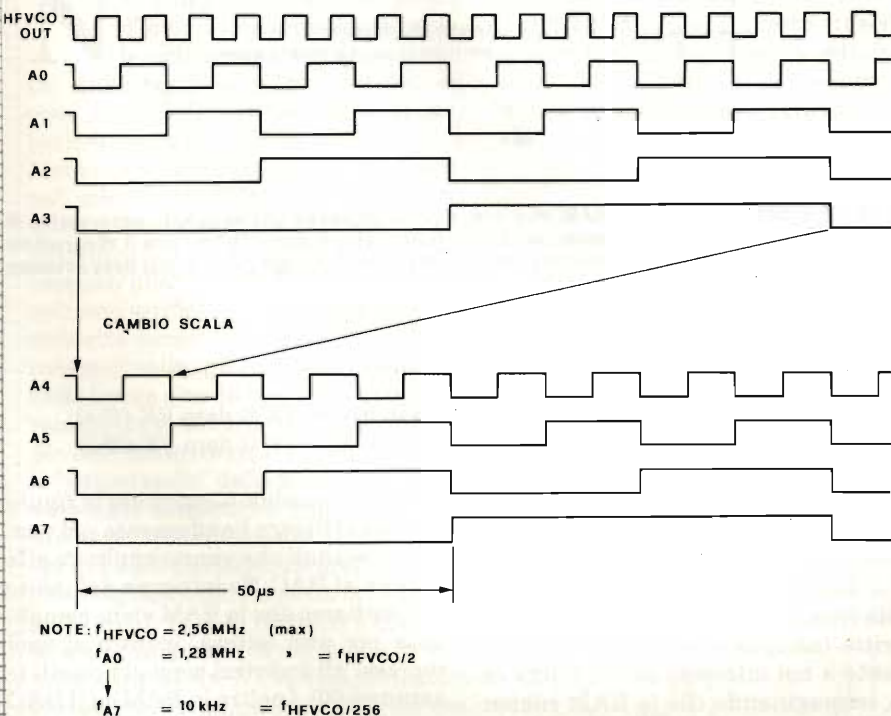



Fig. 3 - Lo schema a blocchi del nostro D.O..

torna a uno logico.

Poi, abbiamo ancora del tempo per preparare il nuovo indirizzo, che sarà 01, e quindi, dopo T/256 secondi, possiamo ricominciare l'operazione. E' chiaro che, dopo 256 volte, la RAM sarà stata interamente letta ed il DAC avrà generato la rampa a scalini della *figura 1b*. E' ancor più chiaro che, manualmente, non possiamo certo riuscire a compiere le suddette operazioni! Occorre dunque un certo hardware aggiuntivo che fornisca a RAM e DAC l'esatta sequenza dei segnali della *figura 2b*, soprattutto avendo cura di adattare tali sequenze automaticamente per ogni diverso valore di T. E' infatti intuitivo che la frequenza della forma d'onda generata è inversamente proporzionale a T e quindi anche a T/256. Se T/256 lo chiamiamo Tc, più breve sarà Tc e più alta sarà la frequenza del segnale, e viceversa.

HFVCO e circuiti di supporto

La *figura 3* giunge opportuna dopo le suddette considerazioni, mostrando uno schema a blocchi del VCO digitale. Appare subito evidente che è necessario un circuito che chiamiamo "High-Frequency VCO", o per brevità HFVCO. Ma come? Stiamo cercando di digitalizzare il tutto e siamo invece costretti a tirare ancora in ballo un oscillatore controllato in tensione? Ebbene, la cosa non è poi così tragica. Per due motivi.

Il primo è che il nostro HFVCO deve generare in uscita una sola onda, e per giunta quadra, per cui sarà molto semplice da realizzare; il secondo è che nulla ci vieta di sostituirlo con un divisore programmabile, come vedremo poi. Per ora l'HFVCO sarà considerato come una scatola nera, con un ingresso ed una uscita. L'ingresso accetta una tensione di controllo: sì, proprio quella che noi usavamo per il nostro buon VCO analogico. In tale modo, ad esempio, possiamo collegare l'unità completa ad una macchina analogica comune. L'uscita dell'HFVCO, invece, è una onda quadra con duty factor del 50%, la cui frequenza varierà con legge esponenziale rispetto al valore della tensione di controllo, MA con una gamma fra (tipicamente) 2000 Hz e 2,5 MHz. C'è una ragione per questi valori assai alti. Come appare, infatti, dalla *figura 3*, l'onda prodotta entra in un contatore binario che ha il compito di generare, per divisione per 2, 4, etc., gli otto segnali che formano gli indirizzi per la RAM. Tali segnali sono visibili in *figura 4*. Dunque, grazie ad un semplice contatore, siamo riusciti a generare parte dei segnali descritti nella figura 2a. Il segnale che varia con la frequenza più bassa è A7, di 10 kHz. Ovvero A7 cambia stato (0 o 1) ogni 50 microsecondi. Via di questo passo (la figura 4 dal basso in alto, stavolta), troviamo che A0 cambia stato ogni 390 nanosecondi circa.

Fig. 4 - Il diagramma temporale delle forme d'onda usate come indirizzi alla RAM, quali sono generate dal contatore binario. Si è dovuto ridurre la scala per poter disegnare almeno un ciclo completo del segnale più lento.

Quindi il tempo totale per fare compiere un giro completo agli indirizzi della RAM è 100 microsecondi. Se in 100 microsecondi il DAC genera tutta la rampa della *figura 1b*, e poi subito prende a generarne un'altra nei successivi 100 microsecondi, ciò significa che siamo riusciti a generare una forma d'onda la cui frequenza è 1/100 microsecondi, cioè 10 kHz!

Il ragionamento è fatto tenendo conto di avere una RAM con un Tacc di 100 nanosecondi ed una capacità di 256 byte, nonchè di un DAC altrettanto veloce. In tale modo si generano forme d'onda a piacere, con frequenze comprese fra 10 Hz e 10 kHz.

Tutte le forme d'onda sono a gradini, e per avere una determinata forma d'onda all'uscita del DAC occorre:
1) riempire la RAM con la "immagine" della forma d'onda desiderate
2) applicare all'ingresso dell'HFVCO una precisa tensione di controllo.

L'HFVCO produrrà così una frequenza 256 volte superiore a quella dell'onda voluta, che grazie al contatore permetterà di generare l'esatto conteggio degli indirizzi. Se, al posto della RAM, ci fosse una ROM, il nostro oscillatore digitale sarebbe già pronto! Solo che genererebbe una sola forma d'onda, ad esempio la stranissima rampa della *figura 5a*! Ma allora avremmo eliminato i sensibili vantaggi che derivano dall'uso di un tale VCO collegato ad un computer.

Il VCO digitale collegato al computer

Se il cuore del D.O. (Digital Oscillator) rimane una RAM, e noi colleghiamo gli INGRESSI di dato di quest'ultima al computer, se applichiamo degli opportuni segnali di controllo, presi da quelli che genera il computer stesso, possiamo per un attimo bloccare il funzionamento normale del DO e forzare una scrittura nella RAM. Alterato il contenuto della RAM, si lascia ripartire il DO, che quindi riprende a produrre un segnale di identica frequenza, ma di forma diversa! Siccome abbiamo 256 gradini ciascuno dei quali può assumere un valore qualsiasi fra 0 e 255, è evidente che la varietà di forme d'onda "tabulabili" nella RAM è praticamente senza limite. Un banale esempio è dato dalle *figura 5b* e seguenti, che mostrano forme ben difficilmente ottenibili con una classica sintesi formante. I gradini della forma d'onda all'uscita

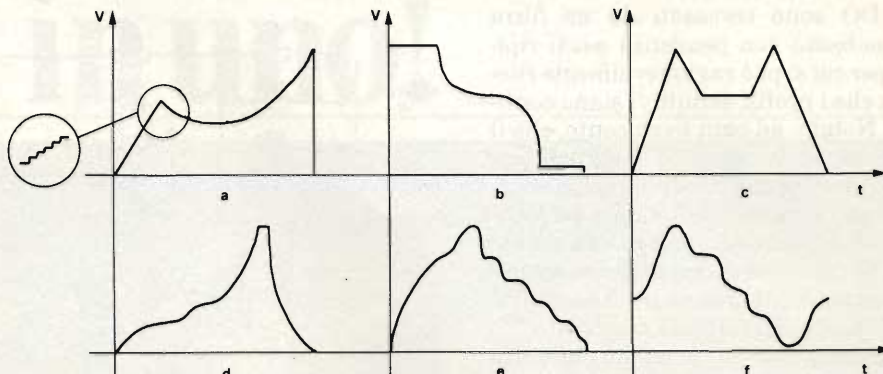



Fig. 5 - Possibili (e strane!) forme d'onda ottenibili da un D.O. semplicemente riempiendo la RAM in modo opportuno col computer. Le figure dalla b in poi non sono disegnate a gradini: si suppone siano già state filtrate da un filtro passa-basso.

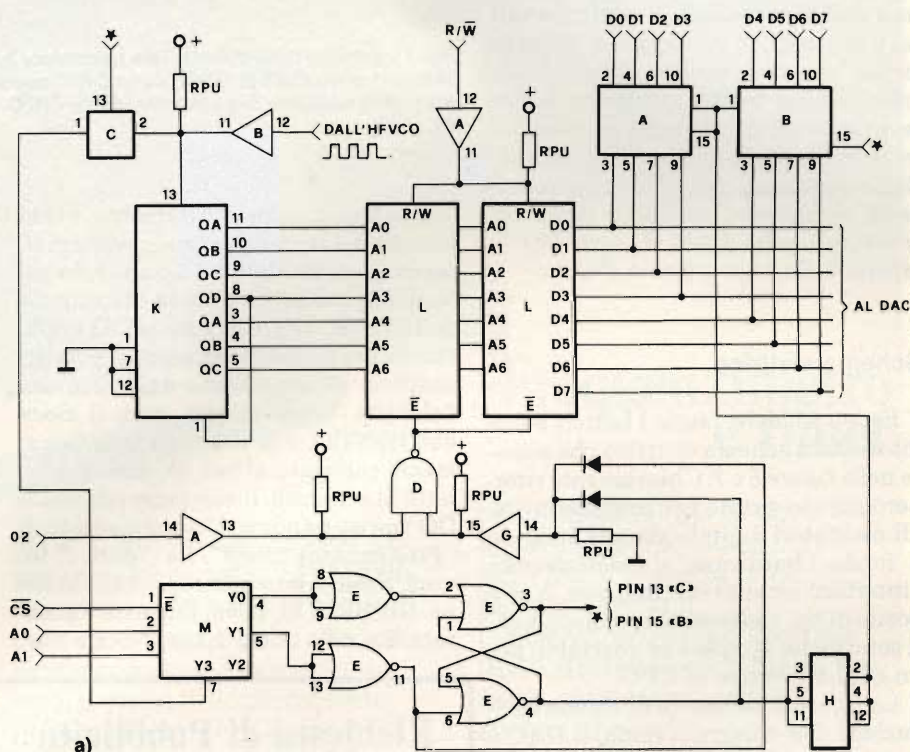



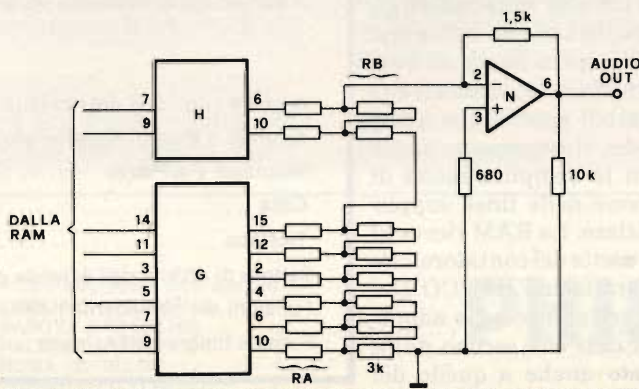
Fig. 6 - Lo schema elettrico del D.O.: A = SN74LS367 B = SN74LS367 C = CD4016B D = SN74LS00 E = CD4001 G = CD4050 H = CD4050 K = SN74LS393 L = SYP2114L-2 M = SN74LS139 RPU = 4,7 KΩ, 1/4 W. La colonna di RA= 3K 1%; la colonna RB (salvo l'ultimo resistore in basso) = 1,5K 1%.
Diodi: 1N4148 e eq. R/W, CS, A0, A1, Do ..... D7 sono i segnali provenienti dal computer (6800, 6809, 6502). N = LM301 AP. Non è specificato uno schema di filtro: un tipo qualsiasi con pendenza di 24 dB/Ott., passabasso con frequenza di taglio di 10 kHz va bene.

del DO sono smussati da un filtro passa-basso con pendenza assai ripida, per cui si può ragionevolmente ritenere che i profili definitivi siano continui. Notate, ad ogni buon conto, che il fatto di potere alterare il segnale già direttamente nel modulo destinato a produrlo ci porta ad eliminare sia VCF che VCA. Il sintetizzatore diventa dunque, di fatto, composto esclusivamente da tanti DO quanti ne sono necessari per il livello di polifonia desiderato. Tipicamente, otto DO sono più che sufficienti. In tempo reale, la Tensione di controllo che giunge all'HFVCO viene da un classico DAC a sua volta controllato da un ENCODER che codifica, dopo averli riconosciuti, i tasti premuti sulla tastiera. Il computer è normalmente "assente", ed interviene sui DO, prendendone momentaneamente possesso, solo quando l'utente desidera alterare o comunque elaborare i segnali. Come sappiamo, per effettuare questo basta semplicemente che il computer "riscriva" nella RAM di ogni DO la tabella della nuova forma d'onda.

Fig. 7 - Schema dell'HFVCO. Tale oscillatore è LINEARE, e non è quindi esponenziale. Per cui, usando i controllori di tastiera con DAC, occorrono DAC a 12 bit (almeno) o un convertitore esponenziale prima degli ingressi dell'HFVCO. A = LM301; B = LM566N. I diodi sono 1N4148 o eq.

Schema elettrico

Per concludere, lascio i Lettori a meditare sullo schema elettrico che appare nelle *figure 6* e *7*. Chiaramente ritornerò più che presto sull'argomento degli oscillatori digitali, sia analizzando a fondo l'hardware, sia descrivendo l'interfacciamento col computer. A proposito di ciò, vedremo che i collegamenti sono molto semplici ed adattabili per un qualunque tipo di CPU.

La *figura 6* necessita di alcune spiegazioni. Per ridurre il costo, il DAC è stato costruito col classico metodo della rete resistiva "R-2R" pilotata dai soliti 4050 (buffer CMOS). Usando resistori all'1% la precisione è ottima. La memoria è formata da due chip comunissimi del tipo 2114, da 1K per 4 bit: dei 1024 byte complessivi si è scelto di sfruttarne solo 128 alla volta: allora gli altri indirizzi in più sono da collegarsi o ad interruttori o ad uscite di un Port di I/O: in tale modo entro lo stesso DO saranno disponibili simultaneamente più forme d'onda, che verranno scelte per l'uscita con la semplice scelta di una combinazione delle linee supplementari di indirizzo. La RAM riceve al suo ingresso le uscite del contatore, che divide il clock fornito dall'HFVCO. Del contatore, solo sette linee sono adoperate. Il bus dei dati che escono dalla RAM è collegato anche a quello del computer, ma non direttamente, bensì tramite dei buffer tri-state, che normalmente sono disabilitati. Quando si vuole che il computer prenda il controllo della RAM, si predispone il DO applicando degli opportuni segnali alla decodifica, rappresentata dall'integrato 74LS139. Viene inibito, così, il clock dell'HFVCO, e la RAM diventa fisicamente collegata al bus dei dati. Terminata la scrittura, il computer rilascia il DO ripristinandone il normale stato di "Free-running-mode". La *figura 7*, invece, mostra una possibile realizzazione dell'HFVCO, la cui linearità è generata fin ad 1 MHz circa. Notate che, avendo ridotto della metà gli intervalli di campionamento, il periodo T è ora di 128 campioni, per cui il tempo Tc è raddoppiato, essendo T/128. Ciò significa che ci bastano 1,2 MHz dell'HFVCO per avere i 10 kHz che rappresentano la massima frequenza ottenibile all'uscita dell'oscillatore digitale. Ma tutto questo, ripeto, sarà ripreso più approfonditamente il mese prossimo. Al solito, invito chiunque desideri informazioni o chiarimenti a scrivermi presso la Redazione o al mio indirizzo: Via Molinari 20, 25124 Brescia, Tel. 030-54878. ■

AGENDA TELEFONICA SELAG 1010

di Filippo Pipitone

L'agenda, oggetto dell'articolo, può essere allacciata a tutti gli apparecchi telefonici ed è in grado non solo di selezionare qualsiasi numero di utente non superiore a 16 cifre ma anche di memorizzarne fino a 10. La non eccessiva capacità di memoria rende l'apparecchio particolarmente adatto ad impieghi domestici e per piccole aziende.

Il sistema è basato sull'impiego del nuovo circuito integrato MK5173 della Mostek. Iniziamo elencando sommariamente le caratteristiche ed il modo di operare di detto dispositivo.

Il 5173 è un "dialer" operante in parallelo alla rete della voce dell'apparecchio telefonico in grado di immagazzinare dieci numeri di abbonati. La lunghezza di tali numeri non deve però superare le 16 cifre per ragioni di capacità di memoria. Esso può essere impiegato sia in combinazione coi generatori di tono che autonomamente come nel nostro caso.

Descrizione dei terminali

Dopo aver dato un'occhiata alla *figura 1* che ci mostra la zoccolatura dell'MK5173, prendiamo in esame ad una ad una le funzioni svolte dai singoli piedini tenendo presente lo schema a blocchi disegnato in *figura 2*.

Il piedino 1, contrassegnato con V+ è il ramo di alimentazione positiva riferendosi al piedino 6 (V–). La tensione applicata non deve mai superare i 6 Vcc per non mettere in pericolo la vita del "chip". Il piedino 2, marcato TEST, serve unicamente da controllo e in fase operativa è normalmente collegato all'alimentazione negativa V–. I piedini 3,4,5, ($\overline{Col1}$, $\overline{Col2}$, $\overline{Col3}$) e 11, 12, 13, 14 ($\overline{Row4}$, $\overline{Row3}$, $\overline{Row2}$, $\overline{Row1}$) sono gli ingressi da tastiera. La struttura interna dell'MK5173, grazie al concetto innovativo con la quale è stata studiata, permettendo l'uso sia di una tastiera standard che di una a negativo comune. La prima, che collega singolarmente ogni riga (Row) ad ogni colonna (Col), comporta un unico contatto mentre la seconda contatta simultaneamente una riga ed una colonna al negativo comune –V e prevede quindi l'uso di pulsanti doppi. Tutti gli ingressi da tastiera rimangono rigorosamente statici fino a quando non venga riconosciuto valido un dato inviato dalla tastiera. Il riconoscimento viene effettuato dopo una serie di scansioni portata agli ingressi (i quali vengono posti sequenzialmente prima alti e poi bassi) al fine di assicurare la validità del dato.

La pressione iniziale del tasto viene prima ignorata per 32 ms, poi accettata in quanto priva di eventuali rimbalzi. L'intera operazione ha una durata complessiva di circa 40 ms.

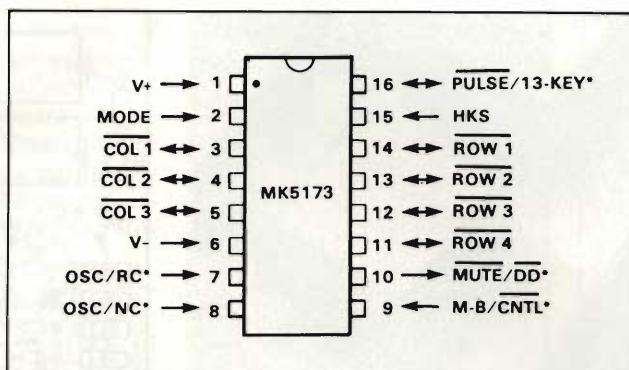



Fig. 1 - Zoccolatura e funzione dei terminali dell'integrato MK4173.

Il piedino 6, –V, è il ramo negativo dell'alimentazione e stabilisce il livello 0 di misura per il circuito. I terminali 7 e 8 corrispondono rispettivamente all'ingresso e all'uscita dell'oscillatore interno formato da un "inverter" dotato di un guadagno notevole.

L'oscillazione è assicurata da un filtro ceramico da 480 kHz. Il pin 9, siglato MAKE e BREAK, stabilisce il rapporto di chiusura/apertura della linea a seconda che venga collegato al V+ oppure al V–. Nel primo caso (pin 9 e 1 in comune) avremo un 40% di linea chiusa (MAKE) ed un 60% di linea aperta (BREAK) mentre nella seconda ipotesi (pin 9 e 6 in comune) otterremo un MAKE del 32% ed un BREAK del 68%. L'uscita $\overline{\text{MUTE}}$, piedino 10, è messa a disposizione dal collettore aperto di un transistore N-P-N il quale entra in funzione escludendo la rete voce dell'apparecchio telefonico durante i periodi nei quali vengono immessi in linea gli impulsi di selezione. Tutto ciò appare evidente esaminando il diagramma dei tempi presentato in *figura 3*. Il terminale 15 fa capo all'interruttore comandato dalla cornetta (Hook Switch da cui l'abbreviazione HKS) e richiede un resistore di carico verso il positivo di alimentazione. Un livello alto, +V, pone il circuito in ONH mentre un livello basso, –V, porta il sistema a funzionare in OFH. Vedremo fra poco i due modi di operare dell'apparecchio. Il pin 16, infine, e l'uscita PULSE. Anche questa fa capo al collettore aperto di un transistore NPN ed è destinata al pilotaggio di un secondo transistore, questa volta esterno, il quale provoca la chiusura della linea su di un resistore appositamente dimensionato. Anche tale funzione è rappresentata nel diagramma di *figura 3*.

Funzionamento

Prima di passare all'esame dello schema elettrico, vediamo in che modo opera il circuito aiutandoci anche con un paio di esempi.

Fig. 2 - Schema a blocchi interno dell'integrato sviluppato con tecnologia CMOS.

Durante la formazione del numero, ogni cifra viene memorizzata nella locazione 0 del registro LND (Last Number Dialed = ultimo numero formato). La sequenza così inserita, può essere lasciata temporaneamente nell'LND oppure può venire trasferita in una delle altre locazioni permanenti di cui è dotata la memoria.

I numeri da richiamare automaticamente possono essere inviati nell'LND sia con la cornetta abbassata (ONH da on-hook) oppure con la cornetta alzata (OFH da off-hook). Il dispositivo, nel caso si voglia assegnare ad un numero una locazione di memoria permanente, va fatto operare in ONH. La memorizzazione avviene battendo dapprima due volte consecutive il tasto ⊛ fatto seguire dall'indirizzo (compreso fra 1 e 9) relativo alla locazione di memoria scelta. Lo svolgersi dell'operazione richiede un tempo di 300 ms passati i quali è possibile procedere ad una successiva memorizzazione o passare al funzionamento in OFH. L'informazione presente in LND può essere rimpiazzata facendo entrare un nuovo dato il quale sovrapponendosi a quello esistente fa in modo che questo non venga più richiamato. Per eseguire la chiama-

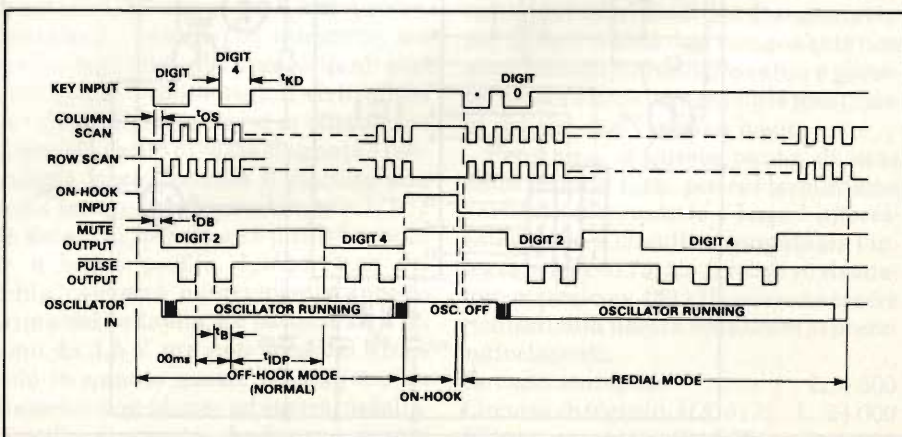



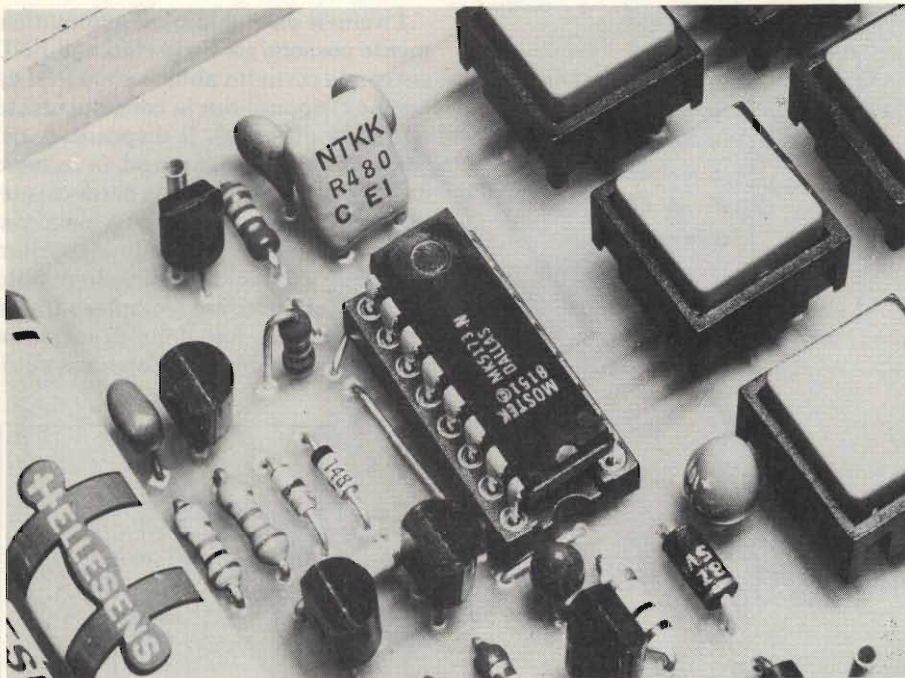
Fig. 3 - Diagramma temporale di un ciclo di funzionamento.

Il particolare mostra l'integrato montato su zoccolo professionale e il filtro ceramico a 480 kHz a bassa tolleranza.

Fig. 5 - Disposizione dei componenti sulla basetta a circuito stampato. Le batterie sono saldate direttamente alle apposite piazzole.

ta automatica di qualsiasi numero preimpostato è necessario operare in OFH azionando il tasto * seguito dall'indirizzo specifico (da 1 a 9). La locazione LND può, come già detto, contenere l'ultima sequenza la quale, può essere richiamata battendo *0. Esiste anche la possibilità di bloccare la selezione automatica dopo un determinato gruppo di cifre per poi riprenderla successivamente. Tale funzione viene ottenuta inserendo una pausa, per mezzo del tasto #, tra una cifra e la successiva; il conteggio può essere poi ripristinato azionando un tasto a piacere all'infuori di *. In un medesimo numero possono essere inserite più pause per cui la sua intera formazione è possibile solamente inviando tanti comandi di continuazione quante sono le pause stabilite in precedenza. Riportiamo un paio di esempi a scopo dimostrativo: 1) Es.: - A cornetta abbassata battere '026172641' - Impostare '** 5' (026172641) è stato memorizzato nella locazione 5 - ..... - a cornetta alzata battere '* 5' - 026172641 viene formato automaticamente.

2) Es.: - A cornetta alzata si formi '9' (uscita da centralino) - In attesa del tono di linea, battere '#' - formare 026172641 - libero o occupato che sia battere '** 3' (il numero viene memorizzato nella locazione 3) - ..... - A cornetta alzata impostare * 3 - viene formato: 9 - attendere il segnale di centrale - Battendo 3 (o qualsiasi altro numero per il comando di continuazione) - viene formato 026172641.

Fig. 4 - Circuito elettrico dell'agenda telefonica. La batteria B1/2 è necessaria per conservare i numeri selezionati e presenti in memoria.

Lo schema elettrico dell'agenda, mostrato in *figura 4*, non è nient'altro che il circuito necessario ad interfacciare l'MK 5173 con la linea. Nel nostro caso il tutto viene posto in parallelo alla rete

voce dell'apparecchio telefonico. Il transistore TR2 forma un generatore di corrente costante grazie all'azione dei diodi D5 e D6 e del resistore R3. Lo stadio, pilotato da R2, permette un'alta impedenza verso la linea e garantisce la corrente necessaria all'alimentazione dell'integrato quando questo lavora in OFH.

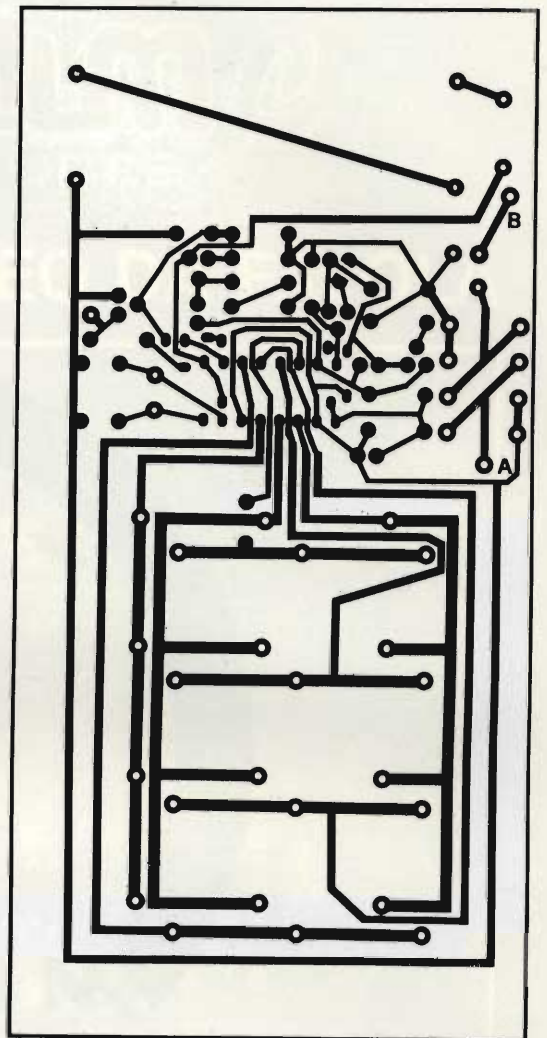
Il livello di tensione presente sul piedino 15 stabilisce il modo di funzionamento e viene fornito dallo stadio di saturazione o interdizione del transistore TR1 il quale a sua volta è comandato dal potenziale della linea attraverso R1. Quando la cornetta è abbassata (OFH) il TR1 risulta pilotato e quindi chiuso; in contrario, in ONH, accade l'inverso. Il condensatore C2 compensa le cadute di linea momentanee prevedendo errori di commutazione dell'ingresso HKS.

La costante di tempo della protezione è stabilita dai valori di C2 ed R4. Il ponte di diodi D1 ÷ D4 assicura la polarità idonea al circuito mentre l'interruttore S1 allaccia l'agenda alla linea telefonica.

Le uscite dell'MK 5173 facenti capo ai terminali 16 e 10 pilotano direttamente dei transistori onde permettere il corretto svolgersi delle funzioni impulsive. Il mosfet M1 viene comandato dal terminale MUTE il quale è allo stato alto prima che abbia inizio la sequenza degli impulsi. Tale fatto permette il collegamento della rete voce (punto D) alla linea telefonica tramite la giunzione drain-source in conduzione. Non appena il piedino 10 va basso, l'M1 passa in interdizione scollegando il punto D dalla linea stessa. In tal caso il "loop" di corrente viene mantenuto per mezzo della R7 e del Darlington TR3-TR4 che fornisce gli impulsi i quali non possono in tal modo andare ad influire sulla rete voce. L'uscita PULSE (piedino 16) pilota quindi il Darlington formato dai due transistori TR3 e TR4 il cui aprirsi e chiudersi (MAKE-BREAK) si protrae fino a che la sequenza degli impulsi non sia terminata. Il MUTE torna alto circa 2 ms dopo il PULSE ricollegando la rete voce alla linea. Il risonatore ceramico FC1 assicura la frequenza di clock necessaria all'integrato per svolgere le sue funzioni; il valore della risonanza è di 480 kHz e le capacità C3 e C4 sono di correzione. La batteria B1/2 eroga 3V ed assicura l'alimentazione indispensabile al 5173 per tenere in memoria i numeri impostati. Senza l'uso di questa sorgente l'agenda perderebbe il contenuto della memoria ogni qualvolta venisse scollegata dalla linea telefonica.

ELENCO COMPONENTI

Resistori	
R1	= 560 k Ω
R2	= 820 k Ω
R3	= 1,5 k Ω
R4	= 100 k Ω
R5	= 470 k Ω
R6	= 270 k Ω
R7	= 150 k Ω
R8	= 1 M Ω
Condensatori	
C1	= 10 μF - 16 VL
C2	= 1 μF - 16 VL
C3	= 100 pF
C4	= 100 pF
C5	= 10 nF
Semiconduttori - Varie	
D1/D4	= 1N4004
D5/D6	= 1N4148
D7	= 1N270
Z1	= zener da 5,6 V
TR1	= 2N3904
TR2	= 2N5401
TR3	= 2N5550
TR4	= 2N5550
M1	= 2N6660
IC1	= MK 5173 MOSTEK
TS1	= tastiera a matrice 4x3
ON	= interruttore a slitta 2 posizioni
B1/B2	= batterie ricaricabili 2x1,5 V.
FC1	= filtro ceramico tipo CB6 480 kHz

Fig. 6 - Circuito stampato dell'apparecchio visto dal lato rame in scala unitaria.

Realizzazione pratica

Tutti i componenti necessari all'assemblaggio dell'agenda vengono sistemati su di una unica basetta della quale troviamo il lato rame in scala unitaria disegnato in *figura 6*. La *figura 5* riporta la disposizione delle varie parti. Il montaggio non comporta alcuna difficoltà se si ha l'accortezza di rispettare la polarità dei componenti attivi come, transistori, batterie ed integrato, sia quello degli elementi passivi quali possono essere i condensatori elettrolitici ed i diodi. Rammentarsi di effettuare i ponticelli in filo di rame stagnato e controllare ripetutamente il circuito una volta terminato l'assemblaggio. L'IC1 va dotato di zoccolo a 16 piedini meglio se a basso profilo. L'inserzione del "chip" avverrà naturalmente appena prima del collaudo. Le batterie B1 e B2 sono da 1,5 V ma non sono del tipo a stilo in quanto queste posseggono un diametro non idoneo ad essere installato sullo stampato. Andranno quindi scelti elementi più sottili i quali permettono al tutto di essere posto in un contenitore metallico in alluminio come quello mostrato in fotografia.

Volendo usufruire delle normali pilette a stilo sarà necessario adottare un idoneo portabatterie il quale potrà essere sistemato ad di sotto della basetta. Sul coperchio andranno effettuate, con l'aiuto di un seghetto da traforo, le finestrelle alle quali si affacceranno i tastini serigrafati e quelle relative all'interruttore S1 ed al diodo led di segnalazione. Questi ultimi due componenti non sono comunque indispensabili e possono venire omessi senza che le prestazioni del circuito vengano meno.

Pensiamo, a questo punto, di aver detto proprio tutto per cui terminiamo l'articolo informando i lettori interessati che sia il circuito stampato sia l'integrato MK 5173, sia il relativo risonatore ceramico a 480 kHz possono essere richiesti alla nostra redazione ai prezzi sottoelencati.

Circuito stampato	L. 4.500
Circuito integrato MK 5173	L. 24.000
Filtro ceramico a 480 kHz	L. 8.000

■

15 prop

LE RIVISTE JCE

Sperimentare

è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

SELEZIONE DI TECNICA RADIOTVHIFIELETTRONICA

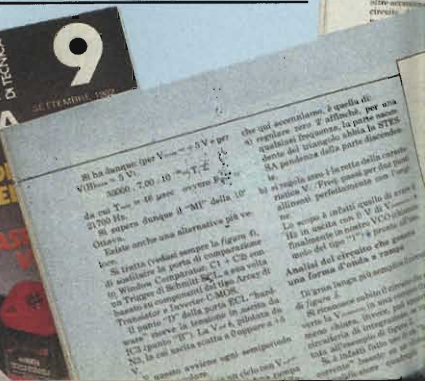
è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori.
Audio, video, telecomunicazioni, alta frequenza, elettronica industriale, componenti oltre a realizzazioni pratiche di elevato livello sono gli argomenti trattati.

MILLECANALI

la prima rivista italiana di broadcast. Grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

è l'ultima nata delle riviste JCE.
La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE

PROPOSTE		TARIFFE
1)	Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 23.000** anzichè L. 28.500
2)	Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 24.000** anzichè L. 29.000
3)	Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 26.000** anzichè L. 33.000
4)	Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000
5)	Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 45.000** anzichè L. 57.500
6)	Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 47.000** anzichè L. 61.500
7)	Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 50.000** anzichè L. 64.500
8)	Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 48.000** anzichè L. 62.000
9)	Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 65.000
10)	Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 53.000** anzichè L. 69.000

oste vantaggiose

PROPOSTE	TARIFFE
11) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 69.000** anzichè L. 90.500
12) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 72.000** anzichè L. 93.000
13) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 97.500
14) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 75.000** anzichè L. 98.000
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 94.000** anzichè L. 126.500

I VANTAGGI DI CHI SI ABBONA

Abbonarsi è sempre conveniente, ma ciò vale ancora di più per le riviste JCE. Le ragioni sono tante ... eccone alcune:

- **Si ricevono le riviste preferite a casa propria prima** che le stesse appaiano in edicola.
- Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualche cosa d'interessante nei numeri che si perdono...) Il nostro ufficio abbonamenti, infatti, rispedisce tempestivamente eventuali copie non giunte dietro semplice segnalazione anche telefonica.
- **Si risparmia fino al 25%** e ci si pone al riparo da futuri aumenti di prezzo pressochè certi in questa situazione di mercato.
- Si ha la possibilità di acquistare durante tutto l'anno **libri di elettronica con lo sconto del 20% fino al 15-3-83** e **del 10%** per tutta la durata dell'abbonamento.

Per i versamenti ritagliate il modulo c/c postale riprodotto in fondo alla rivista, completatelo, indicando anche il mese da cui l'abbonamento dovrà decorrere. È possibile effettuare versamenti anche sul ccp n. 315275 intestato a JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. oppure inviare un vaglia o assegno postale al nostro ufficio abbonamenti.

BANCO DI REGIA VIDEO A COLORI PER EFFETTI SPECIALI

Parte terza di Hans-Joachim Becker

I precedenti articoli su questo argomento sono stati pubblicati nei numeri scorsi di Selezione. Per concludere diamo alcune indicazioni che riguardano la costruzione del mobile e le indicazioni di fine corsa dei regolatori.

I regolatori di missaggio A e B sono dotati di un indicatore elettronico della posizione del cursore a fine corsa (indicatore Tally). Il regolatore di missaggio C non è dotato di questa possibilità, perche in genere qui non è necessaria. Se però si volesse dotare dell'indicatore anche quest'ultimo, il circuito stampato è predisposto in modo da poter accogliere un contatto meccanico di finecorsa azionato dal cursore del potenziometro.

Indicatore di finecorsa meccanico

Il potenziometro a cursore Preh presenta una scanalatura nella quale scorre l'astina del cursore: il suo movimento viene utilizzato per azionare dei contatti a lamella saldati a due terminali a chiodino. Questi contatti possono facilmente essere realizzati mediante filo metallico elastico, qualora non sia possibile procurarsi i gruppi contatti già pronti *(figura 1)*.

Fig. 1 - Montaggio dei contatti elettrici a molla per l'indicatore di finecorsa del regolatore di miscelazione C, che non è provvisto del necessario circuito elettronico.

Il mobile, cruccio degli elettronici

Il mobile adatto per questo banco di regia non si trova in vendita. Per questo motivo pubblichiamo lo schizzo di un mobile, che potrà essere costruito con facilità, grazie all'impiego di profilati di alluminio.

Per prima cosa parleremo dei profilati da impiegare: si tratta di profilati ad L di misure diverse e di un profilato a T. Gli spigoli di tutti gli elementi costruiti con profilati ad L dovranno essere sagomati a tenone, come mostrato in figura 2, dalla stessa figura si potranno ricavare le quote delle ali dei profilati, le cui misure appaiono nella tabella che segue

Profilo ad L	X mm	Y mm
1	10	40
2	12	12
3	8,4	20
4	20	20

Il profilo a T ha le dimensioni di 15 x 15 mm

Costruzione del mobile

Una volta terminato il montaggio dei circuiti stampati, si costruirà intorno ad essi una cornice con il profilato numero 2. I circuiti stampati, che dovranno essere montati uno accanto all'altro, verranno collegati tra loro mediante il profilo a T *(figura 3)*. In questo modo, i circuiti stampati A e B formano già una sola unità e sarà così possibile effettuare i collegamenti in cavetto schermato. A questo punto è già possibile effettuare un primo collaudo. Il circuito stampato N1 non dovrà essere avvitato ad una cornice, ma dovrà poter essere infilato lateralmente sulla cornice inferiore (profilato numero 3, *figure 3 e 4*). La cornice superiore, montata con il profilato numero 2, si estende però a tutta la larghezza del mobile.

Il passo successivo consiste nell'applicare il profilato 1 intorno alla cornice in profilato 2. Durante questa operazione occorre determinare bene l'altezza H1 (figura 4): il profilato 1 deve essere allestito in modo da mantenere il pannello frontale nella giusta posizione per contenere l'ingombro in altezza dei componenti dei circuiti stampati A

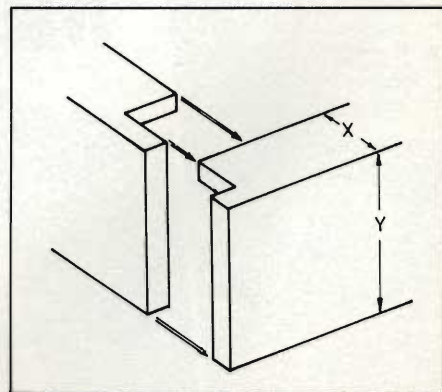



Fig. 2 - Particolare dei tenoni da ricavare all'estremità dei profilati.

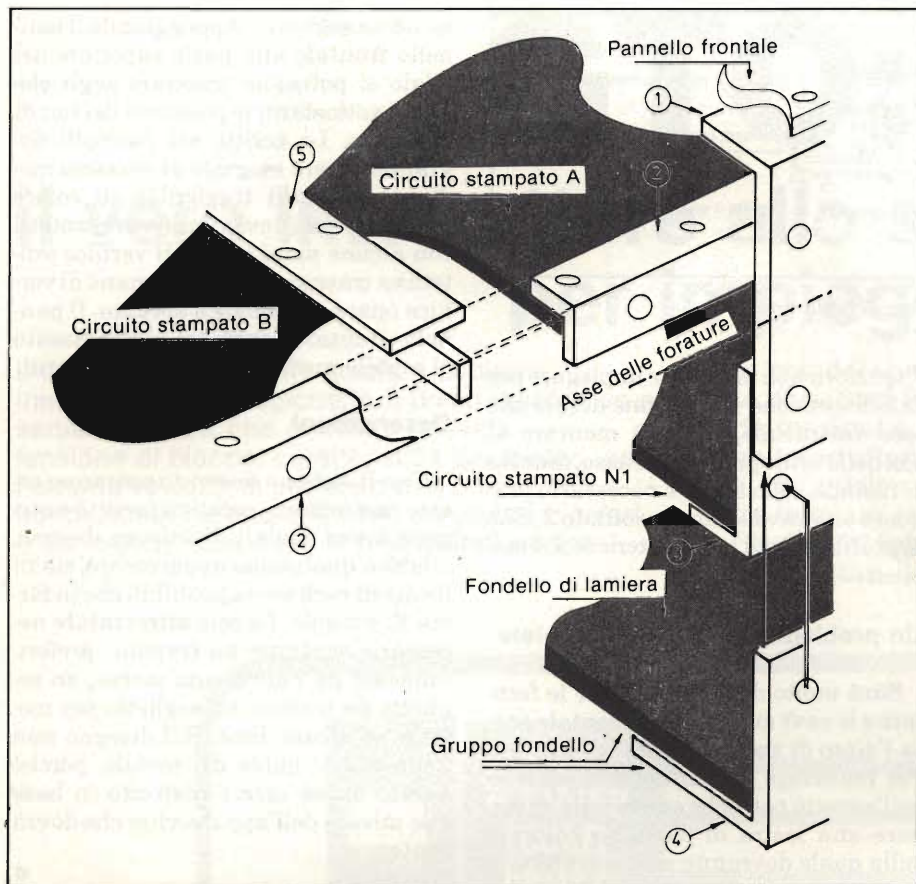



Fig. 3 - I circuiti stampati che sono disposti uno accanto all'altro, devono essere uniti tra loro mediante profilati a T.

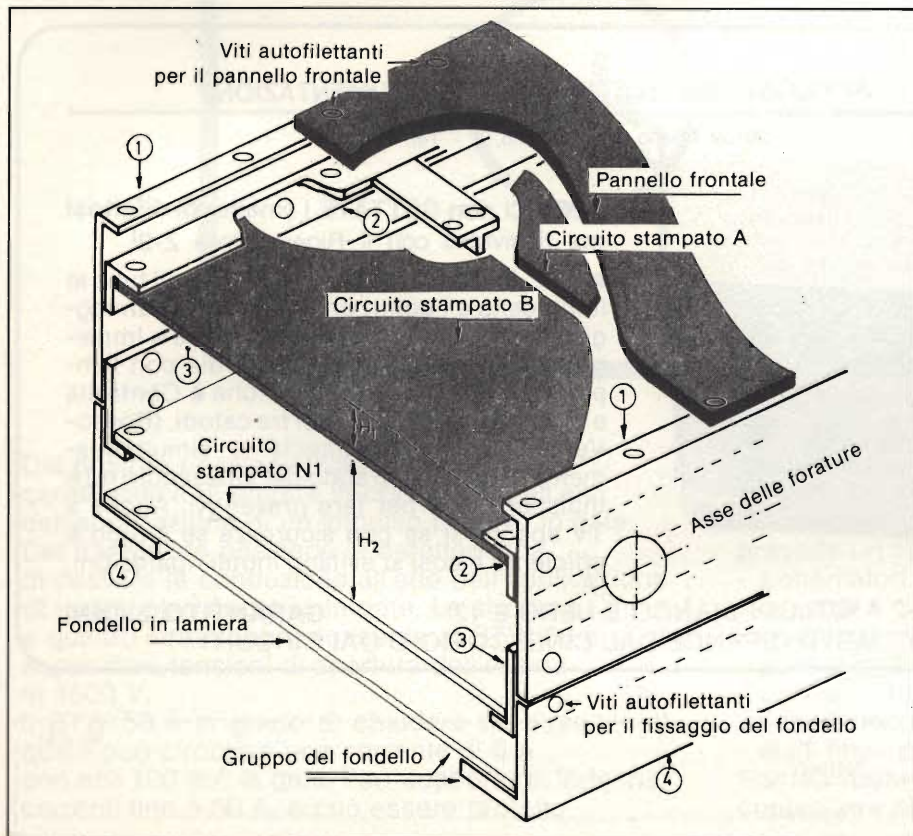



Fig. 4 - Collegamento dei profilati laterali. Per definire l'altezza del pannello frontale, occorre tenere conto dell'ingombro in altezza dei componenti montati sui circuiti stampati.

e B. Ora dovranno essere praticati i fori, che successivamente saranno filettati. Occorre anche eseguire la tenonatura delle estremità, secondo la figura 1.

Intorno alla cornice di profilato 1 dovrà ora essere montato il profilato 3. Allo scopo bisognerà tener conto dell'altezza H1 + H2, cioè gli spessori massimi dei circuiti stampati N1 ed N2, completi di componenti (vedi anche la figura 4). Quando il profilato 3 sarà montato, si dovranno tracciare i centri dei fori sul profilato 1, poi si eseguiranno le forature e le filettature. Infine dovranno essere tagliati gli elementi in profilato 4 (nella giusta lunghezza e provvisti di tenoni); questi ultimi elementi dovranno poi essere posizionati ad 1/3 dell'altezza della cornice in profilato, tracciando e trapanando i fori; allo stesso modo saranno praticati i fori sul lato inferiore, per unire la cornice in profilato alla lamiera del pannello inferiore. Questi ultimi elementi formano il coperchio inferiore, che potrà essere staccato dal resto del mobile in modo da poter accedere al lato rame dei circuiti stampati.

Per l'unione del profilato 4 al profilato 3 verranno usate viti autofilettanti, e perciò i fori non dovranno essere filettati. Lo stesso vale per il fissaggio del pannello frontale al profilato 1.

Una volta raggiunta questa fase del montaggio, il coperchio inferiore dovrà essere tolto ed i profilati della parte posteriore (profilati 1, 2 e 3) dovranno essere staccati dai circuiti stampati. Su questi dovranno essere tracciati gli assi dei fori per i commutatori e le boccole (figure 3 e 4). Eventualmente, dopo la foratura, si dovranno smontare gli elementi in modo da poter effettuare la sbavatura dei fori; i fori di maggior diametro andranno infatti ad interessare anche i profilati 2 e 3 provocandovi degli intagli a mezzaluna.

In corrispondenza dell'alimentatore, dovranno essere praticati convenienti fori di aereazione: una doppia serie di fori, del diametro di 3 mm e distanti tra loro 6 mm, dovrà essere praticata sul pannello posteriore, sul pannello laterale destro e sul pannello frontale, sopra il dissipatore termico. Se tutti i carichi, compresa l'alimentazione delle telecamere, sono collegati all'apparecchio, in questo punto si svilupperà molto calore.

Due profilati di irrigidimento ad U (22,4 x 10 mm) applicati al fondello serviranno anche da sostegno per i piedini d'appoggio: i profilati ad U dovranno essere avvitati al lato inferiore del profilato 4, a destra ed a sinistra e si esten-

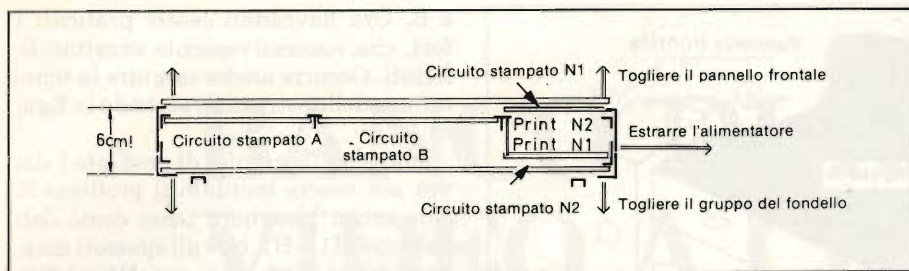



Fig. 5 - Sezione del mobiletto in profilati per il banco di regia video.

deranno per tutta la profondità del mobile, con le alette della U rivolte verso il basso. Nella cava del profilato ad U verranno fissati i piedini, facendoli sporgere per metà della loro altezza.

Il circuito stampato N1, che deve essere infilato nel mobile sul profilato 3, verrà fissato mediante viti ai profilati laterali destri 1, 2, 3 e 4 (come la parte anteriore di un cassetto). Il circuito stampato N2 verrà fissato a sinistra al profilato a T del circuito stampato B interponendo gli opportuni distanziali. Il circuito stampato N2 dovrà essere fissato mediante viti al profilato 2 sul lato destro. In *figura 5* si può vedere una sezione del telaio completamente montato. Alla fine tutte le parti del mobile potranno essere assiemate ed avvitate tra loro.

Qualora non si volesse impiegare per l'alimentazione un cordone di rete che esce dal mobile, si potrà montare al pannello una spina da incasso, munita di fusibile. Allo scopo è necessario praticare una cava sotto al profilato 2, fino al profilato 4 sul lato posteriore del mobiletto.

Un problema - il pannello frontale

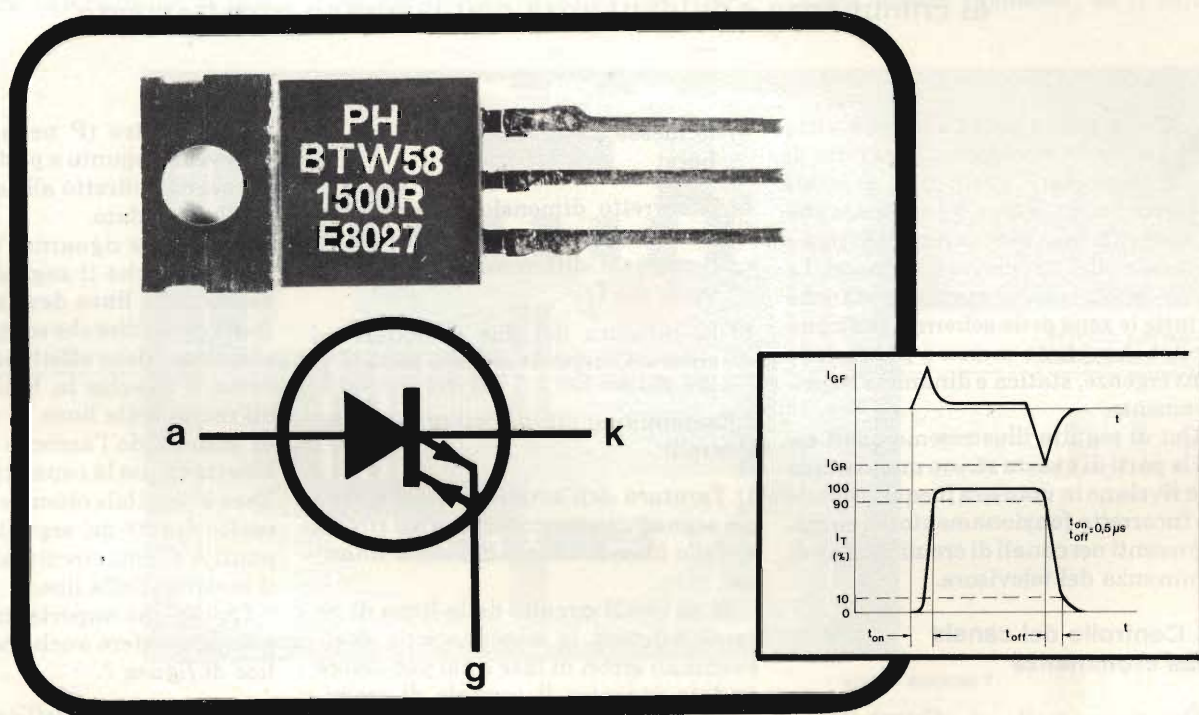
Sarà molto difficile eseguire le forature e le cave sul pannello frontale senza l'aiuto di una maschera di foratura. Per realizzare un pannello frontale di bell'aspetto potrebbe essere utile impiegare una lastra di plexiglas colorato sulla quale dovranno essere segnate le forature con un pennarello: i fori verranno poi realizzati mediante un trapano od un seghetto. Appoggiando il pannello frontale alla parte superiore del telaio si potranno tracciare sugli elementi sottostanti le posizioni dei fori di fissaggio. Le scritte sui pannelli dovranno essere eseguite al rovescio mediante caratteri trasferibili di colore bianco che poi dovranno essere protetti con alcune mani sottili di vernice protettiva trasparente ed una mano di vernice opaca, applicate a spruzzo. Il pannello frontale dovrà poi essere fissato al mobile mediante viti autofilettanti.

Osservazioni

Con il sistema descritto potranno essere costruiti con relativa facilità e con poca spesa mobili di misure diverse, adatti a qualunque apparecchio, sia in forma di rack sovrapponibili che in forma di console. Le sole attrezzature necessarie saranno: un trapano, preferibilmente da banco, una morsa, un seghetto da traforo, un seghetto per metallo ed alcune lime. Sul disegno non appaiono le quote del mobile, perchè questo dovrà essere costruito in base alle misure dell'apparecchio che dovrà contenere. ■

PHILIPS

GTO:
il vero interruttore allo stato solido per impieghi industriali

Il GTO (Gate-Turn-Off), grazie a decisive innovazioni tecnologiche, è il primo dispositivo a semiconduttore che combina l'elevata tensione di blocco, caratteristica dei tiristori, con l'elevata velocità di entrata o meno in conduzione, caratteristica dei transistori bipolari e darlington. **Con esso si può quindi aprire (o chiudere) mediante un segnale positivo (o negativo) in gate, un circuito caratterizzato da tensioni e correnti elevate. E' pertanto un interruttore statico perfetto.**
Il suo codice commerciale è **BTW 58**; possiede tre terminali (anodo, catodo, gate).
Strutturalmente è identico ad un tiristore (quattro strati pnpn).

Del tiristore possiede infatti la caratteristica di entrare in conduzione all'atto dell'applicazione di un impulso positivo in gate.
Del transistore possiede la caratteristica di cessare la conduzione all'atto dell'applicazione di un impulso negativo in gate. La struttura a quattro strati (pnpn) consente al BTW 58 di sopportare tensioni di apertura dell'ordine di 1500 V.
Il BTW 58 è in grado di chiudere un circuito nel quale può circolare una corrente di 5 A con soli 100 mA in gate. Puó sopportare, indenne, correnti fino a 50 A, e può essere protetto mediante fusibile. Il BTW 58 può aprire e chiudere un circuito in meno di 0,5 µs.
Grazie a queste caratteristiche eccezionali, il GTO prevede un vasto campo di applicazioni quali:
- alimentatori a commutazione per impieghi generali
- invertitori
- accensione elettronica degli autoveicoli
- controllo del motore e del sistema di riscaldamento negli apparecchi elettrodomestici
- stadi finali di riga dei televisori.

Per facilitarne il montaggio, il BTW 58 ha un contenitore plastico TO-220AB.

Philips S.p.A. Sez. Elcoma - P.za 4 Novembre, 3 - 20124 Milano - Tel. 6752.1

MONOSCOPIO E ATTUALI TELEVISORI A COLORI

a cura della Redazione - Parte seconda

I colori presenti nel monoscopio e alcune particolari geometrie, se riprodotte in maniera non corretta, indicano al tecnico in modo inequivocabile quali sono le funzioni che nei canali rispettivamente di crominanza e di luminanza non lavorano correttamente.

Nella prima parte abbiamo visto come la riproduzione corretta di particolari geometrie presenti nel monoscopio serve ad indicare che la linearità delle basi dei tempi di riga e di quadro del televisore è corretta. Le righe del reticolo, se appaiono bianche in tutte le zone dello schermo, indicano inoltre la perfetta messa a punto delle convergenze, statica e dinamica rispettivamente.

Qui di seguito illustreremo quali sono le parti di questo stesso monoscopio che rivelano in maniera inequivocabile un incorretto funzionamento dei circuiti presenti nei canali di crominanza e di luminanza del televisore.

C) Controllo del canale della crominanza

Questo controllo si effettua osservando le zone colorate e grigie (acromatiche) che si trovano all'interno e all'esterno del cerchio del monoscopio.

I controlli effettuabili riguardano:

1) la taratura della fase e dell'ampiezza dei segnali presenti nel circuito della linea di ritardo della crominanza

2) l'accertamento di un eventuale ritardo tra i segnali rispettivamente di luminanza e di crominanza

3) la corretta resa dei colori primari (rosso, verde e blu), e dei relativi complementari (giallo, ciano e porpora).

4) la messa a punto del separatore del burst

5) il corretto dimensionamento della matrice che riforma, nel ricevitore, il segnale differenza di colore del verde (G-Y)

6) la taratura dei due demodulatori sincroni, rispettivamente R-Y e B-Y.

Esaminiamo più in dettaglio questi controlli:

1) *Taratura dell'ampiezza e della fase dei segnali diretto e ritardato nel circuito della linea di ritardo della crominanza.*

Si sa che il circuito della linea di ritardo effettua la cancellazione degli eventuali errori di fase a cui può essere andato incontro il segnale di crominanza lungo il tragitto trasmettitore-ricevitore, e che, nello stesso tempo, questo stesso circuito opera la separazione delle due componenti ± (R-Y) e (B-Y) a 4,43 MHz con cui è stato formato al trasmettitore il segnale di crominanza. Ciò però può avvenire solo se il segnale diretto e quello ritardato, che vengono sommati negli stadi somma 1 e 2 nel circuito di *figura 6*, hanno ampiezza uguale, e se tra i punti A e B dello stesso circuito, il segnale ritardato presenta una sfasatura di 180°. È anche noto che il segnale ritardato a causa del suo passaggio attraverso il vetro della linea viene attenuato, e di conseguenza, per poter attenuare in ugual misura anche quello diretto, il circuito della linea di ritardo è munito di un potenziometro (P nella *figura 6*) che provvede appunto a portare l'ampiezza del segnale diretto allo stesso valore di quello ritardato.

Per ciò che riguarda l'esatta sfasatura di 180° che il segnale ritardato in uscita della linea deve avere nei punti A e B c'è da dire che solitamente questa sfasatura viene effettuata da una bobinetta L avvolta in bifilare sistemata all'uscita della linea di ritardo (*figura 6*). Regolando l'accordo che questa bobinetta fa con la capacità d'uscita della linea è possibile ottenere lo sfasamento esatto di 180° del segnale ritardato nei punti A e B dei circuiti somma (o circuiti matrice) della linea.

Queste due importanti regolazioni si possono vedere anche nel circuito pratico di *figura 7*.

a) *Messa a punto dell'ampiezza*

Ai lati del monoscopio, e precisamente, subito a ridosso delle relative merlature si trovano due file verticali di quadratini, che in caso di perfetta messa a punto dell'ampiezza e della fase dei segnali diretto e ritardato della linea di ritardo, devono apparire grigie, non devono cioè distinguersi dai rimanenti quadratini del reticolo (per questo motivo vengono anche chiamate barre acromatiche).

In caso di incorretta regolazione dell'ampiezza dei segnali in uscita dal circuito della linea di ritardo queste due barre acromatiche laterali assumeranno una particolare colorazione. L'incorretta ampiezza tra questi due segnali darà luogo anche al cosiddetto "effet-

to persiana" che si noterà sia sulle barre acromatiche che sulle restanti parti colorate del monoscopio. (L'effetto persiana è quella specie di striatura colorata orizzontale tendente a scorrere verso l'alto o verso il basso dell'immagine).

In tutte le piastre di decodificatori della crominanza esiste un trimmer potenziometrico (P nel circuito di figura 6 e A in figura 7), che permette di attenuare il segnale diretto in modo che risulti uguale a quello ritardato.

b) *Messa a punto della fase*

L'"effetto persiana" e una certa coloritura compariranno sulle barre acromatiche destra e sinistra e su tutte le zone colorate anche se il segnale ritardato non risulta sfasato di 180° esatti nei punti A e B (*figura 6*).

Per ristabilire l'opposizione di fase (180°) del segnale ritardato nei punti A e B occorre agire sul nucleo di una bobinetta solitamente sistemata all'uscita della linea di ritardo (L nel circuito di *figura 6* e di *figura 7*).

2) *Accertamento di un eventuale ritardo tra i segnali di luminanza e crominanza*

Per accertarlo occorre osservare il rettangolo verticale rosso-arancione in campo giallo nella parte bassa del monoscopio (lunetta gialla sotto la scritta RAI 1 o RAI 2). Si è riscontrato che questo rettangolo rosso-arancione, della durata di 3 μs, è molto adatto a rilevare eventuali ritardi tra le componenti di luminanza e di crominanza del segnale video completo, nonchè la prontezza di risposta del ricevitore alle transizioni di colore.

Occorre infatti ricordare che il segnale di luminanza è un segnale a larga banda (fino a 4,8 MHz, circa), e che il segnale di crominanza è a banda stretta (fino a circa 1,2 MHz). Da qui il differente tempo che essi impiegano nell'attraversare le relative sezioni. Si sa che ad un certo punto nel ricevitore, la componente di luminanza e quella di crominanza di un dato colore debbono di nuovo riunirsi per riformare i segnali R G B necessari al pilotaggio del cinescopio. Da qui la necessità che queste due componenti arrivino entrambe nello stesso istante al dispositivo combinatore (matrice R G B). Per rallentare il "cammino" del segnale di luminanza in maniera che arrivi a queste matrici nello stesso istante in cui perviene il segnale di crominanza, viene posta, lungo "la strada" del segnale di luminanza, una linea di ritardo che effettua un ritardo pari a circa 330 ns.

Fatta questa premessa, se il salto

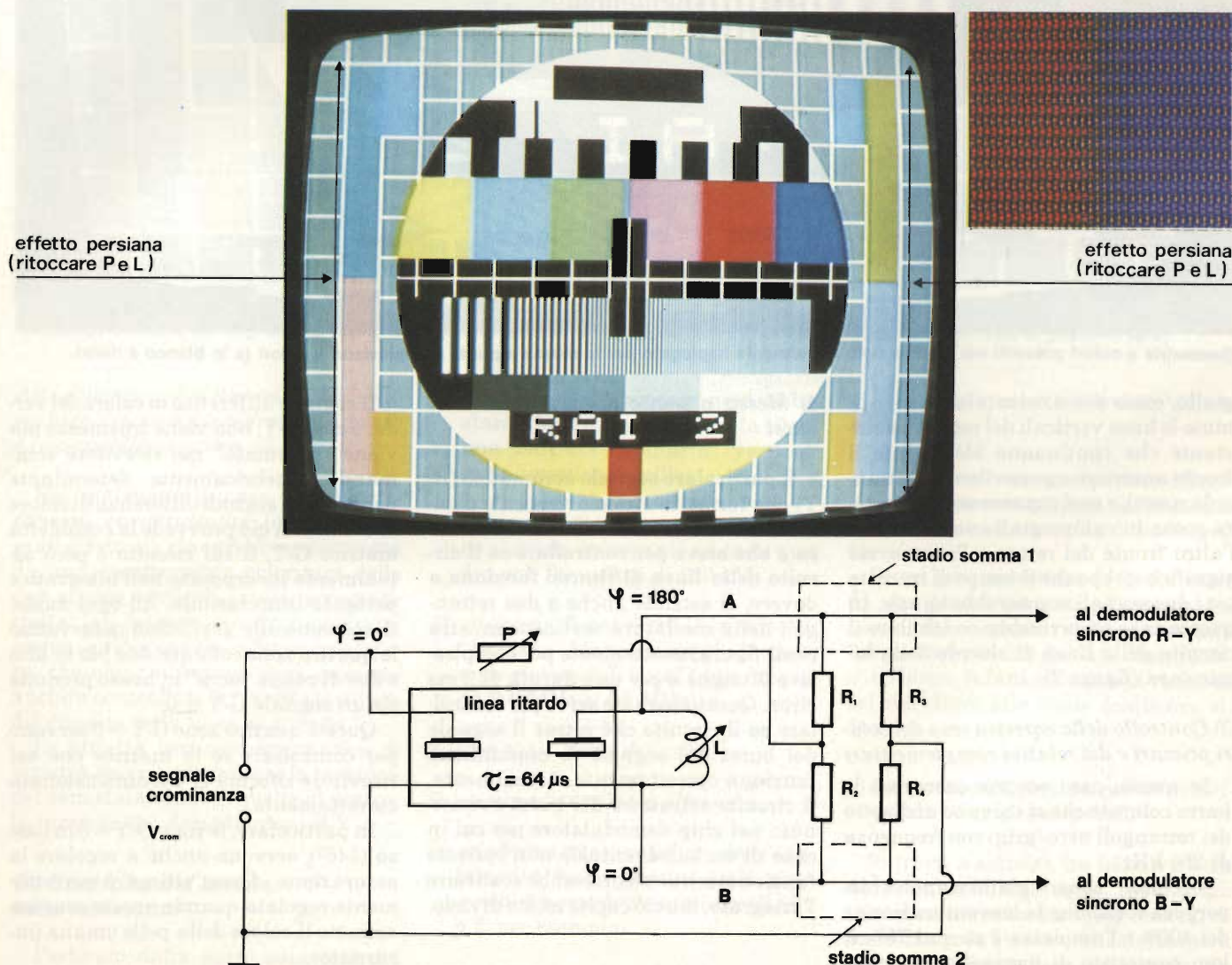
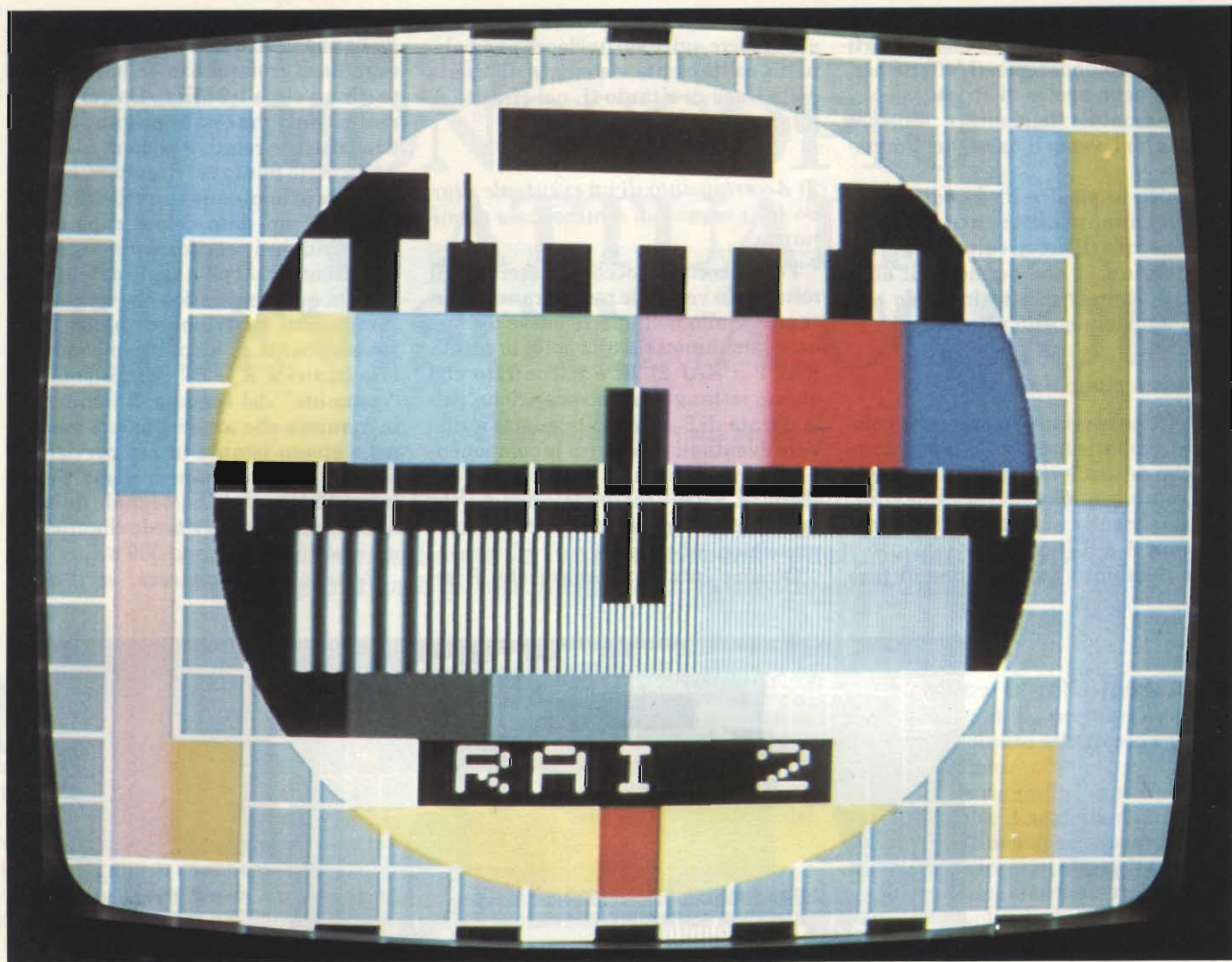



Fig. 6 - (in basso) Schema semplificato del circuito della linea di ritardo della crominanza. Se i segnali di crominanza diretto e ritardato che vengono sommati negli stadi sommatori 1 e 2 non hanno le ampiezze e le posizioni di fase richieste, si ha colorazione e comparsa dell'effetto "persiana" su entrambe le striscie verticali acromatiche e anche sulle parti colorate del monoscopio (in alto).

Geometrie e colori presenti nel monoscopio attualmente impiegato per la messa a punto dei televisori a colori (e in bianco e nero).

giallo/rosso non è netto (e in ciò sono di aiuto le linee verticali del reticolo sottostante che continuano idealmente il fronte anteriore e posteriore del rettangolo rosso), e se si notasse una sbavatura rossa in campo giallo verso l'uno o l'altro fronte del rettangolo rosso, ciò significherebbe che il tempo di transito tra i due segnali non sarebbe uguale. In questo caso occorrerebbe controllare il circuito della linea di ritardo della luminanza (figura 7).

3) *Controllo della corretta resa dei colori primari e dei relativi complementari*

In questo caso occorre osservare le barre colorate che si trovano al disotto dei rettangoli nero/grigi con frequenza di 250 kHz.

I colori sono: giallo-ciano-verde-porpora-rosso-blu: la loro saturazione è del 100% e l'ampiezza è pari al 75%. il loro contenuto di luminanza è decrescente per cui in un ricevitore monocromatico al loro posto si osserverebbe una scala di grigi sempre più grigi.

4) *Messa a punto del separatore del burst*

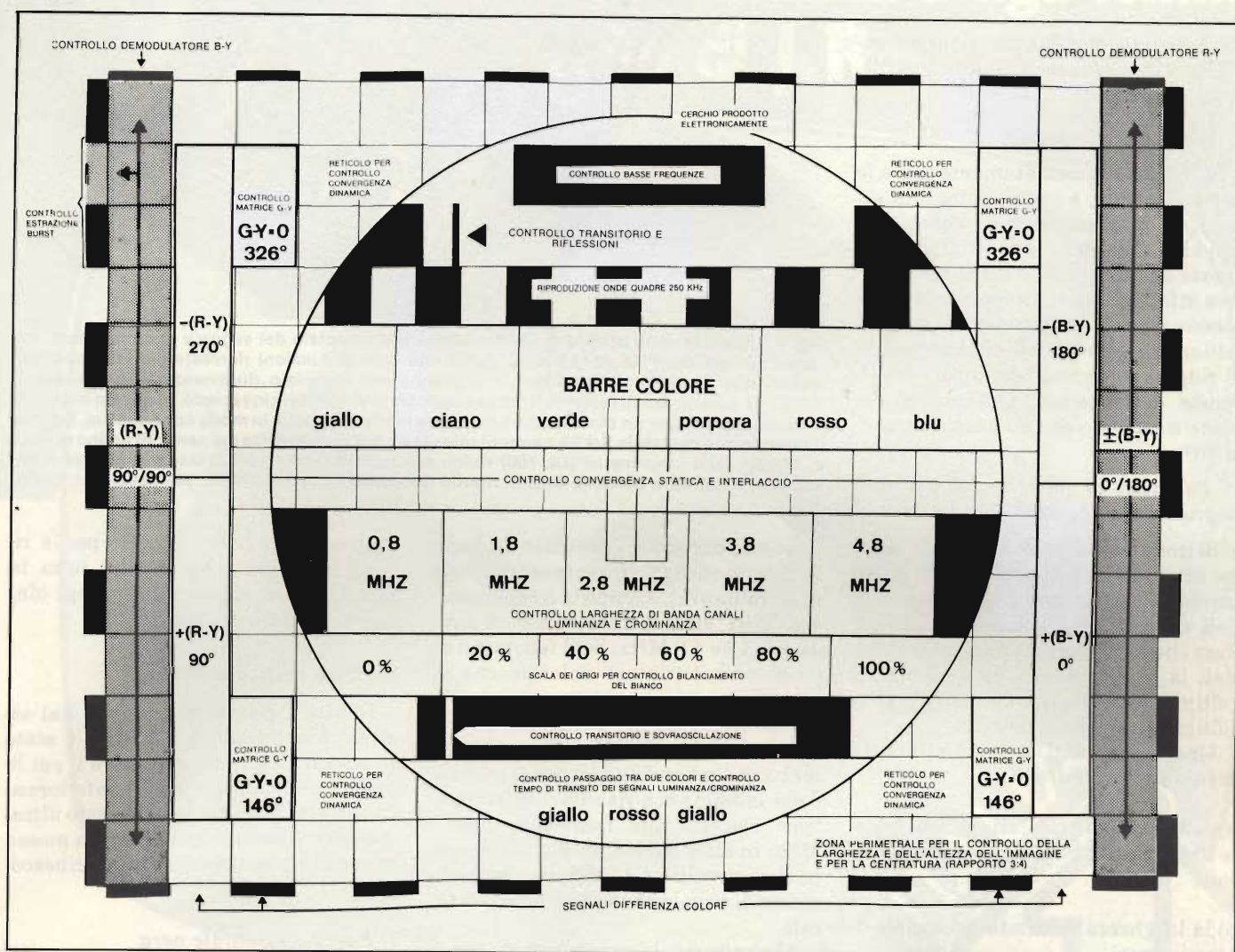
Il particolare segnale acromatico (R-Y) che forma la striscia verticale di sinistra a ridosso della relativa merlatura e che serve per controllare se il circuito della linea di ritardo funziona a dovere, si estende anche a due rettangoli della merlatura verticale sinistra (vedi figura) esattamente per complessive 50 righe e per una durata di 3 ms circa. Questo segnale serve per controllare se il circuito che estrae il segnale del burst dal segnale di crominanza funziona correttamente. Attualmente, il circuito estrattore del burst è contenuto nel chip demodulatore per cui in caso di un suo eventuale non corretto funzionamento occorrerebbe sostituire l'integrato, ma ciò capita molto di rado.

5) *Corretto dimensionamento della matrice che nel ricevitore riforma il segnale differenza di colore del verde (G-Y)*

Il segnale differenza di colore del verde, e cioè G-Y, non viene trasmesso ma viene "riformato" nel ricevitore sommando algebricamente determinate porzioni dei segnali differenza di colore R-Y e B-Y. A ciò provvede la cosiddetta matrice G-Y, il cui circuito è però attualmente incorporato nell'integrato e pertanto inaccessibile. Ad ogni modo, il suo controllo si effettua osservando le quattro zone colorate: due blu in alto e due di colore "ocra" in basso prodotte da un segnale G-Y = 0.

Queste quattro zone G-Y = 0 servono per controllare se la matrice che nel ricevitore riforma G-Y è dimensionata correttamente.

In particolare, le zone G-Y = 0 in basso (146°), servono anche a regolare la saturazione. Quest'ultima è correttamente regolata quando queste zone assumono il colore della pelle umana (incarnato).

6) *Controllo della taratura dei demodulatori sincroni R-Y e B-Y.*

Frequenze e natura dei segnali che formano il monoscopio; sono indicati anche i principali controlli che con essi si possono fare.

Attualmente, i due demodulatori sono realizzati in forma integrata e pertanto è impossibile accedere ad essi.

Nel malaugurato caso non funzionassero correttamente (circuiti integrati difettosi), ciò sarebbe evidenziato da una caratteristica coloritura delle due strisce verticali grigie (acromatiche) ai lati del monoscopio, immediatamente, a ridosso delle relative merlature, che come abbiamo visto, servono anche a controllare la corretta taratura del circuito della linea di ritardo.

La striscia verticale acromatica di sinistra serve a controllare la taratura del demodulatore B-Y; quella di destra, la taratura del demodulatore R-Y.

D) Controllo del canale della luminanza

Partendo dalla parte superiore del monoscopio e procedendo verso il basso, tale controllo si effettua osservando:

1) una barra orizzontale nera abbastanza lunga e spessa (durata 10 µs)
2) una barretta "solitaria" verticale nera (impulso a spillo)
3) una serie di rettangoli nero/grigi prodotti da un segnale ad onda quadra con frequenza di 250 kHz
4) una serie di pacchetti (5 in tutto) di "barrette" bianco/nere prodotte da onde sinusoidali la cui frequenza va da 0,8 MHz a 4,8 MHz
5) una scala detta dei grigi,
6) una barra verticale ultranera,
7) una barra orizzonale nera dove solitamente viene scritto elettronicamente il nome dell'emettitore (RAI 1 o 2, per esempio).

Queste figure si trovano tutte all'interno del cerchio del monoscopio.

Esaminiamole in dettaglio.

1) *Barra nera orizzontale della durata di 10 µs.*

Si trova nella parte superiore del cerchio del monoscopio, ed esattamente tra la merlatura e una fila di rettangoli nero/grigi.

Serve per controllare se il ricevitore dà una buona risposta alle frequenze basse del segnale video; eventuali "sbavature o code" dal lato destro indicherebbero infatti una scarsa risposta del ricevitore alle basse frequenze video.

2) *Barretta solitaria verticale nera (detta anche "impulso a spillo")*

Si trova a sinistra tra la barra nera suddetta e i rettangoli nero grigi. (Un'altra barretta verticale bianca, situata lungo la stessa verticale, si trova nella barra lunga nera sulla quale viene scritto elettronicamente il nome dell'emittente). Queste due barrette verticali "solitarie", della durata di 230 ns,

se fossero seguite da ripetizioni, metterebbero in evidenza eventuali fenomeni di riflessione.

3) *Rettangoli nero/grigi*

Si trovano immediatamente sopra le barre di colore, e sono prodotti da segnali ad onda quadra con frequenza di 250 kHz. Servono per controllare la risposta del ricevitore ai transitori. Qualora infatti questi rettangoli nero/grigi fossero seguiti da fenomeni di sovraoscillazione (overshoot/undershoot), e di ringing avremmo una incorretta risposta ai transitori. Questo segnale viene trasmesso con un'ampiezza pari al 75%.

4) *Pacchetti di barrette bianco/nere (segnali "multiburst")*

Si trovano al disotto della linea bianca orizzontale disposta al centro del cerchio. Sono formati da barrette verticali sfumate, di spessore decrescente, dato che sono prodotte da onde sinusoidali la cui frequenza va da 0,8 MHz (ultimo pacchetto a sinistra) a 4,8 MHz (ultimo pacchetto a destra).

Questi pacchetti servono principalmente per controllare:

a) la bontà della risoluzione orizzontale (larghezza di banda video) del ricevitore;

b) la larghezza di banda del canale di crominanza;

c) la correttezza dell'off-set previsto dal sistema PAL.

Per ciò che riguarda il punto a), possiamo dire che il ricevitore è perfettamente tarato e possiede una banda passante oltre i 4,5 MHz se riesce a presentare ben distinte le barrette bianco/nere fino al pacchetto delle frequenze a 4,8 MHz: quest'ultime si trovano al limite della banda video.

La non apparizione di queste barrette in corrispondenza dei pacchetti a frequenza più elevata indicherebbe, ovviamente, che la banda-passante del canale di luminanza è un pò stretta oppure che il ricevitore non è perfettamente tarato.

La simmetria rispetto alla frequenza a 4,43 MHz della banda-passante del canale della crominanza e la sua larghezza (punto b), sono messe in evidenza da un particolare fenomeno di intermodulazione, detto cross-color che deve apparire molto accentuato in corrispondenza dei pacchetti delle barrette verticali con frequenza di 3,8 MHz e di 4,8 MHz.

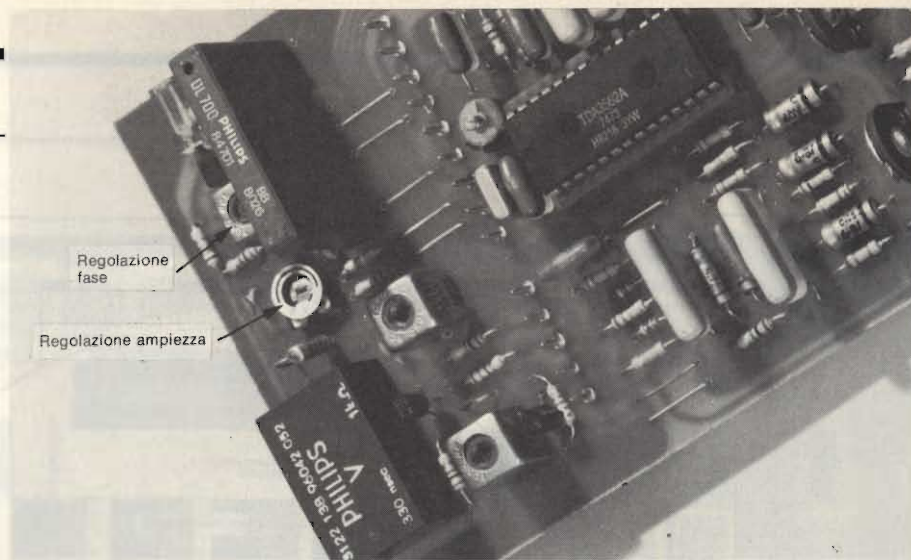



Fig. 7 - Realizzazione pratica di un decodificatore completo del segnale di crominanza. Nel circuito integrato TDA 3562A sono contenute tutte le funzioni richieste per la decodifica. All'ingresso viene infatti applicato il segnale video completo (luminanza + crominanza). All'uscita sono presenti i segnali RGB da applicare ai catodi del cinescopio. In questo integrato è incorporato anche un circuito che provvede a mettere a punto, in modo continuativo, il punto d'interdizione del fascio dei tre cannoni (messa a punto automatica del nero). Si notino la linea di ritardo della crominanza (DL 700) vicino alle relative regolazioni di fase e di ampiezza del segnale, e dall'altra parte, la linea di ritardo della luminanza (ritardo = 300 nsec, R = 1 kΩ).

Questo particolare fenomeno è dovuto al fatto che la sottoportante (segnale di crominanza), avendo la frequenza di 4,43 MHz, viene a trovarsi a metà strada tra 3,8 e 4,8 MHz. Se il fenomeno di cross-color (striature colorate che si muovono verticalmente) apparisse con uguale intensità nei pacchetti con frequenza di 3,8 e 4,8 MHz, ciò significherebbe che la banda passante del canale della crominanza risulterebbe simmetrica rispetto alla frequenza a 4,43 MHz; in altre parole, ciò significherebbe che i circuiti a 4,43 MHz dell'amplificatore di crominanza sarebbero ben tarati.

Al contrario, la mancanza di crosscolor nei pacchetti a 4,8 MHz e, a maggior ragione, nei pacchetti a 3,8 MHz indicherebbe una banda passante del canale della crominanza stretta o non perfettamente simmetrica. Il fenomeno di cross-color che appare sul pacchetto a 4,8 MHz può infine evidenziare un incorretto off-set PAL (punto c). Ricordiamo che l'off-set PAL è quel rigido vincolo che deve esistere fra la frequenza di riga e la frequenza della sottoportante a 4,43 MHz. Tale vincolo non esisterebbe qualora il fenomeno del cross-color non apparisse stazionario ma presentasse un certo scorrimento in senso orizzontale.

5) *Scala dei grigi*

Si trova sotto i "pacchetti" delle barrette verticali bianco/nere di cui ci siamo occupati più sopra. Comprende sei gradazioni di grigi, con incremento del 20% tra una gradazione e quella adiacente. Serve per facilitare la messa a punto del contrasto e della luminosità del ricevitore e per controllare l'esatto bilanciamento del bianco: vale a dire, per controllare se le correnti dei tre fascetti di elettroni del cinescopio mantengono il corretto rapporto per la riproduzione del bianco entro tutta la gamma di riproduzione dei grigi (dal massimo bianco al nero).

6) *Barra verticale ultranera*

Dentro i pacchetti prodotti dal segnale sinusoidale a 2,8 MHz è stato incastrato un rettangolo nero il cui livello è, nella misura del 3%, inferiore al livello standard del nero. Questo ultranero serve per una più accurata messa a punto della luminosità del cinescopio.

7) *Barra orizzontale nera*

E' disposta sotto la scala dei grigi. In essa viene scritta elettronicamente, in caratteri alfanumerici bianchi, la sigla della stazione trasmittente, (esempio RAI 1, RAI 2, Montecarlo, Capodistria, ecc.).

E) Controllo dell'interlaccio

Per verificare l'interlaccio tra due successivi campi (due campi formano un quadro completo) si deve controllare attentamente lo spessore (o altezza) della linea bianca centrale orizzontale su fondo nero che si trova all'interno del cerchio, con lo spessore delle altre linee orizzontali del reticolo. Si ha perfetto interlacciamento quando lo spessore della linea bianca centrale all'interno del cerchio è uguale allo spessore delle altre linee orizzontali del reticolo.

Per il controllo del corretto funzionamento del separatore del sincronismo si deve osservare la merlatura bianco/nera lungo il lato verticale destro dell'immagine. In caso di imperfetto funzionamento succede infatti che le linee verticali di questa zona non sono tali ma procedono a zig-zag. ■

IL TUO PRIMO COMPUTER

sinclair

Il computer più venduto nel mondo

lo trovi anche nel tuo "bit shop primavera"

ALESSANDRIA Via Savonarola, 13
ANCONA Via De Gasperi, 40
AREZZO Via F. Lippi, 13
BARI Via Devitofrancesco, 4/2A
BARI Via Capruzzi, 192
BARLETTA Via Vitrani, 58
BASSANO DEL GRAPPA Via Jacopo Da Ponte, 51
BERGAMO Via S. F. D'Assisi, 5
BIELLA Via Italia, 50A
BOLOGNA Via Brugnoli, 1
CAGLIARI Via Zagabria, 47
CAMPOBASSO Via Mons. II Bologna, 10
CESANO MADERNO Via Ferrini, 6
CINISELLO BALSAMO V.le Matteotti, 66
COMO Via L. Sacco, 3
COSENZA Via Dei Mille, 86
CUNEO C.so Nizza, 16
FAVRIA CANAVESE C.so G. Matteotti, 13
FIRENZE Via G. Milanesi, 28/30
FOGGIA Via Marchianò, 1
FORLÌ P.zza Melozzo Degli Ambrogi, 1
GALLARATE Via A. Da Brescia, 2
GENOVA Via Domenico Fiasella, 51/R
GENOVA-SESTRI Via Chiaravagna, 10/R
IMPERIA Via Delbecchi, 32
L'AQUILA Strada 85 N. 2
LECCO Via L. Da Vinci, 7
LIVORNO Via San Simone, 31
LUCCA Via S. Concordio, 160
MACERATA Via Spalato, 126
MERANO Via S. Maria del Conforto, 22
MESSINA Via Del Vespro, 71
MILANO Via G. Cantoni, 7
MILANO Via E. Petrella, 6
MILANO Via Altaguardia, 2
MILANO P.zza Firenze, 4
MILANO V.le Corsica, 14
MILANO V.le Certosa, 91
MILANO Via Jacopo Palma, 9
MONZA Via Azzone Visconti, 39
MORBEGNO Via Fabani, 31
NAPOLI Via Luigia Sanfelice, 7/A
NAPOLI C.so Vittorio Emanuele, 54
NOVARA Baluardo Q. Sella, 32
PADOVA Via Fistomba, 8
PALERMO Via Libertà, 191
PARMA Via Imbriani, 41
PAVIA Via C. Battisti, 4/A
PERUGIA Via R. D'Andreotto, 49/55
PESCARA Via Tiburtina, 264 bis
PESCARA Via Trieste, 73
PIACENZA Via IV Novembre, 60
PISA Via XXIV Maggio, 101
PISTOIA V.le Adua, 350
POTENZA Via G. Mazzini, 72
POZZUOLI Via G.B. Pergolesi, 13
RIMINI Via Bertola, 75
ROMA L.go Belloni, 4 (Vigna Stelluti)
ROMA P.zza San Donà Di Piave, 14
ROMA V.le IV Venti, 152
ROMA Via Cerreto Da Spoleto, 23
SAVONA Via G. Scarpa, 13B
SONDRIO Via N. Sauro, 28
TERAMO Via Martiri Pennesi, 14
TERNI Via Beccaria, 20
TORINO C.so Grosseto, 209
TORINO Via Chivasso, 11
TORINO Via Tripoli, 179
TRENTO Via Sighele, 7/1
TREVIGLIO Via G. Mazzini, 10/B
TRIESTE Via F. Saverio, 138
UDINE Via Tavagnacco, 89/91
VARESE Via Carrobbio, 13
VERONA Via Pontiere, 2
VIAREGGIO Via A. Volta, 79
VOGHERA P.zza G. Carducci, 11

Desidero ricevere una copia omaggio del NUOVISSIMO CATALOGO ILLUSTRATO **REBIT** di ben 32 pagine: la più ampia e completa rassegna di computer, periferiche e accessori. Allego L. 2.000 per contributo spese di spedizione

Nome
Cognome
Via
Città C.A.P.
Data

Firma ____________________

SPEDIRE A: REBIT COMPUTER
CASELLA POSTALE 10488 - 20100 MILANO

I METODI DI INDIRIZZAMENTO

a cura dell'ing. Paolo Bozzola

Un programma è un blocco di istruzioni che eseguono, in generale, trasferimenti di dati nell'ambito della memoria indirizzabile dalla CPU. L'efficienza di un programma dipende dal modo con cui vengono gestiti tali trasferimenti: ma questo è deciso dal programmatore, che specificherà, per ogni istruzione da eseguire, quello che si chiama "il modo di indirizzamento". In questa puntata esamineremo i più comuni modi di indirizzamento esistenti, corredando la discussione con semplici esempi.

Nella analisi che, in puntate precedenti, abbiamo fatto per una generica CPU, abbiamo potuto conoscere qual'è la struttura interna di un microprocessore e come si svolge il funzionamento, peraltro strettamente interconnesso, dei vari blocchi analizzati. Ne è risultato che il "blocco" più importante - anche se a prima vista non sembrerebbe - è il cosiddetto "Decodificatore di Istruzioni". Questa è una specie di decodifica che, dall'esame del codice di una istruzione, riesce a preparare la serie completa di micro-operazioni interne per tutti gli altri blocchi (registri, buffer, etc.). In altre parole, il nostro Decodificatore di Istruzioni "gestisce" il funzionamento interno di un microprocessore, istruzione per istruzione. Abbiamo anche visto che, affinché l'Instruction Decoder ("I.D." d'ora in poi) sia in grado di interpretare una istruzione in modo rapido, questa deve esser scritta in modo "uniforme", ove, se lo permettete, impiego tale termine per indicare che la struttura di una istruzione deve rispettare sempre delle regole assolute. Innanzitutto, abbiamo visto che una istruzione inizia SEMPRE con un byte (o più) che ha la funzione di "Codice Operativo". In pratica, è il "nome della istruzione". In tale modo l'I.D. può per prima cosa leggere tale codice e, per ogni istruzione conoscerne immediatamente il significato. Subito dopo, l'I.D. sa che troverà ancora qualcosa della stessa istruzione, parte che prende il nome di "argomento" o "operando". Ma, avendo già avuto il tempo di "capire" che cosa eseguiva quella istruzione, è ovvio che saprà anche come trattare, adesso, tale opeando. Ed è proprio in quest'ordine di idee che si inquadra l'uso di differenti metodi di indirizzamento. Infatti una stessa istruzione, ad esempio di caricamento della memoria in Accumulatore, potrà essere svolta con modalità assai differenti semplicemente scegliendone il codice operativo adatto. E questo è immediato, disponendo del manuale di programmazione fornito dalla Casa che costruisce la CPU!

Noi, allora, non faremo altro che approfondire questa analisi, senza - al solito - riferirci ad una CPU in particolare, bensì rimanendo sulle generali. In ogni caso, considerando che la CPU "ideale" abbia un Accumulatore ad 8 bit, due registri indice da 16 bit, un puntatore di Stack a 16 bit, un registro di stato da 8 bit, ed ovviamente un Program Counter da 16 bit.

Indirizzamento non indicizzato

Con tale nome si identifica un modo di indirizzamento per cui il dato viene prelevato direttamente da una zona della memoria senza che nessun altro registro interno alla CPU (oltre a quello chiamato in causa dalla istruzione stessa) intervenga nella esecuzione della istruzione. La *figura 1* mostra la memoria del computer: una zona è riservata al programma. Di questo programma, ad esempio, prendiamo una istruzione che carica l'Accumulatore con un dato di 8 Bit. Il "carica l'Accumulatore" è specificato dal codice operativo della istruzione, assieme al "modo" con cui caricare il registro Accumulatore. Esempio: noi prendiamo il manuale di programmazione e troviamo che il codice per eseguire la suddetta istruzione con un indirizzamento "ASSOLUTO" è "AD" (esadecimale). Sempre sul manuale troviamo che, in tale caso, il codice operativo deve essere seguito da un "operando" che specifichi l'indirizzo assoluto. Infatti, il modo ASSOLUTO dice che noi operiamo sul dato "il cui indirizzo completo di 16 bit è specificato subito dopo il codice operativo". Allora, se noi vogliamo caricare in Accumulatore un dato che si trova in $20FA, sappiamo che l'Op-Code deve essere $AD, e di conseguenza l'istruzione completa dovrà essere: AD 20 FA, composta di tre byte, ovvero dal byte iniziale di Op-Code e da due byte di operando.

Torniamo un attimo nei panni dell'I.D.: che cosa accade quando, eseguendo un programma, egli trova questa istruzione? La sequenza delle micro-operazioni è la seguente: a) durante il primo ciclo l'I.D. legge l'Op-Code e lo interpreta. b) alla fine del primo ciclo l'I.D. ha già capito di che

tipo di istruzione si tratta, è sa che deve costruirsi l'indirizzo assoluto specificato nei due byte immediatamente seguenti, per cui c) nel secondo ciclo la CPU legge il byte seguente all'op-code, ed il contenuto (che è la prima metà dell'indirizzo assoluto a 16 bit) viene internamente memorizzato; d) nel terzo ciclo viene letta la seconda metà dell'indirizzo assoluto; e) alla fine del terzo ciclo la CPU ha composto l'indirizzo assoluto di 16 bit; f) nel quarto ed ultimo ciclo la CPU emette tale indirizzo sul suo bus, LEGGENDO il dato che si trova a quell'indirizzo, come era stato richiesto. Dunque, al termine del quarto ciclo, il dato che si trovava all'indirizzo $ 20FA è ora contenuto nell'Accumulatore.

Una sequenza identica avveniva anche nel caso di SCRITTURA in modo assoluto. In tale caso, però, si suppone che il dato, si trovi GIA' nel registro, per cui l'indirizzo assoluto sarà quello ove scrivere (nel quarto ciclo) tale dato.

L'indirizzamento Assoluto è di fondamentale importanza, perché si usa per acquisire il contenuto di locazioni che hanno un indirizzo qualsiasi, specificato sempre a 16 bit. È conveniente solo se si deve leggere una sola locazione o se le locazioni da leggere sono poche e sparse (es.: un dato a $1234 uno $ADF4 uno a $ 897F uno a $4454 etc.). Se invece i dati sono contenuti in locazioni contigue (es.: un blocco di dati da $1000 a $1FFF) sarebbe stupido eseguire per ben 4096 volte un "Load Accumulatore Assoluto"! Sarà meglio ricorrere a tecniche indicizzate, come si vedrà dopo.

Il modo "IMMEDIATO" è un altro importante (e semplice) modo non indicizzato. Se, dalla *figura 1a*, si riconosce che il dato effettivamente risiede fuori dal programma, e l'istruzione ne specifica l'indirizzo "assoluto" a 16 bit, nel modo immediato (figura 1/b) il dato da caricare nel registro è specificato "immediatamente" dopo l'Op-Code: per cui, se $A9 è ad esempio un op-code per un "carica in Acc.re immediato", nel caso noi volessimo caricare in Acc.re il dato $4A l'istruzione diviene: A9 4A. L'I.D. nel primo ciclo - al solito - interpreta il Codice Operativo (Op-Code), e subito capisce che il dato da caricare si trova nella cella di memoria "immediatamente" successiva a quella dove c'era l'Op-Code appena interpretato. Per cui, nel secondo ciclo, tale dato è subito letto e, alla fine di tale ciclo, il dato è già nel registro. Tale modo è utilissimo per "pre-settare" un registro ad un valore desiderato, prima di eseguire, ad esempio, un confronto con un altro registro o una cella di memoria. È chiaro che il modo immediato è valido SOLO IN LETTURA! In effetti non è possibile eseguire uno "scrivi-immediato il dato XY nella locazione XWKZ": ciò richiederebbe infatti almeno altri due byte per specificare l'indirizzo XWKZ ed il modo non sarebbe più un "immediato" ma rientrerebbe nella categoria "move". Con la nostra CPU "generica" un "MOVE" è una istruzione che classifichiamo in una categoria a parte. In genere, comunque, un "MOVE" è l'insieme di due istruzioni, una di lettura ed una di scrittura, in una sola istruzione il cui operando specifica sia la sorgente del dato, che la sua destinazione ultima. CPU quali la Z80, l'8080 e famiglia, la Z8000 e famiglia, ed anche la 68000 hanno una nutrita famiglia di MOVE, non solo limitata a modi immediato e assoluto, ma richiamabile in diversissimi modi di indirizzamento.

Se la CPU non ha istruzioni di MOVE (es.: 6502, 6809) queste sono sempre "sintetizzabili" con due diverse istruzioni, una di LOAD ed una di STORE. Rispetto all'avere un MOVE, in tali casi, la differenza consiste nel fatto che si perde un ciclo per l'interpretazione della seconda istruzione (nel MOVE invece un solo Op-Code illustra l'intero Move).

In questo paragrafo abbiamo esaminato i modi ASSOLUTO ed IMMEDIATO, ed abbiamo visto che una istruzione di MOVE è in pratica la sintesi di un Load seguito da uno Store.

ASSOLUTO: *valido in lettura e scrittura*

IMMEDIATO: *valido solo in lettura*

Registri interessanti: tutti quelli esistenti nella CPU (di solito) con esclusione del Program Counter (le uniche istruzioni che modificano i P.C. sono quelle di salto e affini, e non le considero istruzioni propriamente di modifica del registro).

Fig. 1 - I modi di indirizzamento ASSOLUTO (a) ed IMMEDIATO (b). Nel primo l'istruzione contiene in chiaro l'indirizzo ove, in memoria, vi è il dato; nel secondo la stessa istruzione specifica qual è il dato di 8 bit da caricare nel registro.

Altri metodi non indicizzati

Il modo di indirizzamento "IMPLICITO" riguarda tutte le istruzioni di una CPU che agiscono sui registri senza "uscire" dalla CPU stessa. Per esempio, se desideriamo decrementare di uno il valore contenuto in un registro, per esempio il registro "X", il codice operativo potrebbe essere $CA. Quando l'I.D. legge tale codice e lo interpreta, il ciclo successivo "piloterà" internamente quel registro facendo sì che il suo contenuto decrementi di uno. Non è necessario, quindi, che il codice operativo sia seguito da un operando: da cui il nome di "modo di indirizzamento implicito" in quanto è già lo stesso codice operativo che dice all'I.D.

quale è il registro interessato a quella istruzione. Tipiche istruzioni che sfruttano questo modo impilicito sono: trasferimenti e/o scambi fra registri, modifiche di registri (decrementi, incrementi, shift, rotazioni), scritture di registri nello stack ("push") e relative riletture dallo stack ("pull"). Poi vi sono quelle istruzioni di "ritorno" (da Interruzione o da "Sub-routine) e le istruzioni che settano/resettano particolari bit del registro di stato.

Il modo di indirizzamento IMPLICITO interessa tutte le istruzioni il cui obiettivo - un registro della CPU - è "implicitamente" indicato nello stesso codice operativo, per cui in generale il solo codice operativo basta a completare l'istruzione (che è priva di operando).

Registri interessati: tutti quelli della CPU.

Modi di indirizzamento dei salti

La volta scorsa vedemmo come un "salto" sia un cambiamento nella sequenzialità di esecuzione del programma. Ovverossia, la CPU continuerebbe ad eseguire - una dopo l'altra - le istruzioni del programma qualora non vi fossero dei salti fra le istruzioni stesse. Una istruzione di salto ha dunque il senso di dire alla CPU: "smetti di eseguire qui il programma ed incomincia ad eseguire la serie di istruzioni, la prima delle quali si trova ad XXYY". In linguaggio Assembly, tipicamente si ha l'istruzione "JMP XXYY". Ove, in inglese, JMP sta per "Jump", cioè proprio "salta". Se il codice operativo di un salto così espresso è $4C, la nostra istruzione va scritta: 4C 12 A5 (se era un JMP $12A5).

Il lettore più attento avrà notato una rassomiglianza di struttura con il modo di indirizzamento ASSOLUTO: ed infatti è così, tant'è vero che tale salto è un "salto assoluto". Ho voluto descriverlo separatamente dalle tipiche istruzioni di Load/Store perché i salti meritano una descrizione particolareggiata.

Tornando a noi, vediamo che accade spesso di dovere combinare un salto con un "test", in una tipica istruzione di "test and branch" come vedemmo la volta scorsa. In tale caso dopo il codice operativo che specificherà il tipo di test, avremo un operando che definirà il nuovo indirizzo ove continuare l'esecuzione nel caso l'esito del test sia stato positivo. Ad esempio, si voglia testare il risultato zero dell'istruzione precedente: un "JUMP IF ZERO" è l'istruzione che serve. Ammettendo un Op-Code di $AB, l'istruzione è: AB 12 AF.

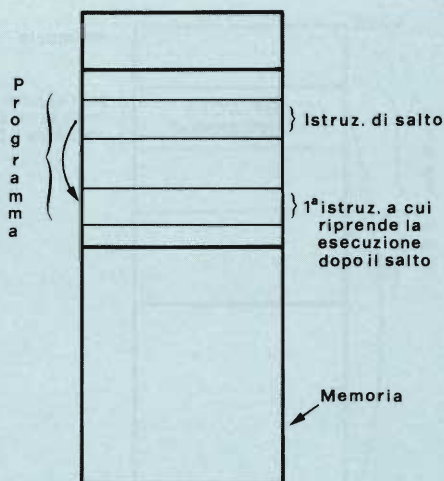



Fig. 2 - Esempio di un salto assoluto. Ad un certo punto, nel programma, troviamo una istruzione di salto (assoluto): l'operando specifica in chiaro l'indirizzo ove si trova l'istruzione a partire dalla quale il programma deve iniziare un nuovo percorso, Naturalmente l'illustrazione si adatta anche ai salti dopo un test, e ai salti relativi (branches): solo che in questi ultimi l'operando della istruzione di salto non specifica in chiaro il nuovo indirizzo, ma fornisce un offset che, aggiunto al valore che in quel momento ha il Program Counter, fornisce il vero indirizzo effettivo. Chiaramente, la somma P.C. + Offset è automaticamente effettuata dalla circuiteria interna alla CPU.

Il che significa che l'esecuzione riprende da $12AF se e solo se il risultato della istruzione precedente è zero. Invece, l'esecuzione riprende alla istruzione immediatamente successiva se il test ha dato risultato negativo. Anche un tale tipo di salto "con test" ha l'aspetto di un indirizzamento assoluto, ed infatti lo è. Va fatta a questo punto una considerazione "statistica": durante un programma è enormemente più frequente la presenza di salti "in zona" che non la presenza di salti a punti lontani del programma, questo quando un salto è associato ad un test. Ed allora, se il salto è "lì vicino" è inutile sprecare DUE byte per definirne l'indirizzo, quando con un byte si può definire un "offset" col seguente significato: "salta più avanti (o più indietro) di XW byte rispetto al punto attuale, nel caso il test sia positivo". Abbiamo introdotto quindi l'importantissimo indirizzamento "RELATIVO". In tale caso l'istruzione è formata da Op-Code ed Offset, ad esempio: FO FB che significherebbe "salta se il test è (non) valido alla istruzione posta 4 byte indietro RELATIVAMENTE al valore attuale del Program Counter". Quando il P.C. è sull'Offset (FB), al valore attuale viene sommato l'offset di 8 bit, CHE È IN COMPLEMENTO A DUE, per cui −4 è in realtà $FB. I conti tornano se l'istruzione precedente era, ad esempio, una lettura in assoluto (tre byte). Con Offset di 8 bit, e salti ("branches") nella gamma da − 128 a + 127, ci si può muovere entro un campo di 256 byte dal punto del test, e questo è, come si diceva, più che sufficiente nella maggioranza dei casi. Si risparmia così un byte di operando nella istruzione. Nel caso l'utente voglia usare ancora l'indirizzamento relativo ma avendo la possibilità di giostrare in tutto lo spazio indirizzabile dalla CPU, allora l'offset deve essere di 16 bit, ed il "branch" diventa "long branch". Non vi è differenza alcuna con un "JUMP IF", ma vi è un notevole vantaggio: con l'indirizzamento relativo si possono mettere insieme programmi che alla fine risultano INDIPENDENTI dalla posizione in cui essi, nella mappa di memoria del computer, verranno eseguiti.

Voglio fare notare, poi, che anche le chiamate alle sub-routine sono dei salti (con la memorizzazione nello stack dell'indirizzo di ritorno, ma pur sempre dei salti!), e quindi vale il discorso sui salti in modo assoluto. È possibile anche chiamare una subroutine in modo relativo ("Branch to subroutine"), chiaramente senza alcun test legato al branch. Avremo allora un "branch" o un "long branch" to subroutine. Infine, c'è anche il salto incondizionato ma relativo: è il "Branch Always", che equivale, in modo relativo, al "JUMP".

Anche le istruzioni di salto incondizionato sono in modo ASSOLUTO (per altri modi si veda dopo). Lo stesso discorso vale per i salti "condizionati" da un test. I salti però sono disponibili anche come istruzioni di "branch" e "long branch", ovverossia di "salta più in là", quindi in modo RELATIVO. Modo RELATIVO significa dunque avere una istruzione che specifica non l'indirizzo del salto, ma un offset (a 8 o 16 bit) che deve essere sommato al valore attuale del Program Counter per ottenere l'indirizzo effettivo del salto.

Il modo indiretto

Così come indica il nome stesso, il modo di indirizzamento indiretto ha lo scopo di indicare la destinazione (cioè ove trasferire il dato, ove prelevarlo oppure ove saltare, se l'istruzione è un load, uno store o un salto, per esempio) "indirettamente" tramite una "destinazione intermedia", che contiene dunque non un dato, ma un indirizzo (quello effettivo che serve a noi). Chiaramente la destinazione "intermedia" è

formata da una coppia di byte. Se vogliamo tradurre in frase il senso dell'indirizzamento indiretto, dovremmo dire (esempio con una istruzione di Load): "carica nel registro il dato contenuto nella locazione di memoria IL CUI INDIRIZZO È A SUA VOLTA CONTENUTO NELLA COPPIA DI BYTE A PARTIRE DALL'INDIRIZZO $12FA". Allora la CPU, per prelevare il dato, prima andrà in $12FA, ove "raccoglierà" la prima metà dell'indirizzo "effettivo"; poi andrà nella cella successiva $12FB, e qui raccoglierà la seconda metà dell'indirizzo effettivo. Tale indirizzo (8 + 8 = 16 bit!) è ora proprio quello della locazione ove si trova il nostro dato.

Confrontato con un assoluto, un modo indiretto mostra dunque che la CPU deve effettuare un passaggio "in più" prima di arrivare al dato, in quanto noi non specifichiamo subito ove si trova il dato, bensì specifichiamo un indirizzo ove si trova l'indirizzo della locazione che contiene il dato. Questo è molto utile nel caso si vogliano usare, nel programma, i cosiddetti "vettori". Facciamo l'esempio di un salto: il programma deve saltare ad un certo gruppo di istruzioni ogni qualvolta un dato debba essere visualizzato sul terminale. Sia $34AA l'indirizzo iniziale di questa routine. Se nel programma è prevista la sola gestione del terminale, basterà chiamare la routine con un JSR $34AA. Ma se è prevista anche la gestione di una stampate, per esempio, e la relativa routine è all'indirizzo $2567, il programmatore si troverebbe nelle condizioni di dovere addirittura cambiare tutto il programma solo per passare alla gestione della stampante! La soluzione è un indirizzamento indiretto tramite un vettore, ossia una coppia di locazioni (di RAM!) posta, ad esempio, in $1010 e $1011. Per comodità, chiameremo questo "vettore" il "vettore di uscita". Vediamo come funziona: se nel vettore scriviamo (cioè presettiamo il vettore) il valore $34AA, ogni volta che saltiamo al vettore con un JSR [1010] in realtà saltiamo indirettamente a $34AA, e quindi gestiamo il terminale video. Se invece presettiamo il vettore con $2567, ogni salto ("chiamata") al vettore ci porterà indirettamente alla routine che gestisce la stampante. Ovviamente dovremo avere un comando che ci permette di presettare il vettore, ma questo è assai semplice ed ovvio, mentre non era né semplice né ovvio cambiare in tutto il programma tutti i salti al vettore di uscita!

Fig. 3 - Modo di indirizzamento INDIRETTO. Quando si trova l'istruzione che (come in figura) per esempio impone di caricare indirettamente un registro, ecco che l'operando NON specifica l'indirizzo del dato da prelevare, ma l'indirizzo ove poi si troveranno DUE celle di memoria che contengono, spezzato in due parti, il vero indirizzo del dato. Dunque la CPU va in queste locazioni "intermedie", ricompone l'indirizzo effettivo e quindi giunge finalmente alla locazione ove si trova il dato. Identico meccanismo si applica ai salti (JMP e JSR).

Dunque, ove c'è un minimo di "autoadattamento" del programma alle diverse condizioni d'uso, là abbondano gli indirizzamenti indiretti, soprattutto per i salti (incondizionati o chiamate di sub-routine) che, abbiamo visto, avvengono quindi tramite un "vettore". Se il codice operativo è $6C, la nostra istruzione di salto indiretto sarà: 6C 10 10, ovvero: JSR [1010]. Si noti che, per esprimere il concetto di "indirezione", ho racchiuso l'indirizzo fra due parentesi quadre (Motorola usa così). La scrittura dell'istruzione è così distinguibile da quella in modo assoluto (era JSR 1010, nel caso). Ribadisco ancora: nel caso assoluto effettivamente salto ad 1010, mentre in modo indiretto salto all'indirizzo specificato in 1010.

Il modo di indirizzamento INDIRETTO è fondamentale in programmazione là ove si desideri flessibilità nei programmi per adattarli facilmente a varie esigenze. Il modo indiretto riguarda le istruzioni di salto, di load e di store. È indicato, nel linguaggio di programmazione, con una notazione che fa uso di parentesi. "Indirezione" significa specificare nell'istruzione non il vero indirizzo del dato, ma l'indirizzo al quale troveremo la coppia di locazioni che contengono l'indirizzo del dato.

Per non appesantire il discorso, interrompo prima della descrizione dei metodi di indirizzamento che fanno uso del (dei) registro (i) indice. Il discorso, che condurremo il prossimo mese, è assai complesso, in quanto tali tecniche spesso compaiono, in molte istruzioni, mischiate al modo indiretto. In effetti, l'uso di istruzioni che fondono il modo indiretto ed il modo indicizzato permette la creazione di programmi assai versatili e molto funzionali, ma occorre conoscere a fondo i meccanismi onde evitare di perdersi in conti complicati o inutili. Dunque, il modo indicizzato (e le sue variazioni indirette) avranno l'onore di un articolo interamente dedicato. Per ora, invito gli interessati a ritrovare i concetti qui toccati sui manuali di programmazione delle CPU Z80, 6502, 6809, 6800 etc. Ripeto ancora una volta che non ho voluto riferirmi ad alcuna CPU definita, anche se, di quanto ho detto, molto si trova nelle 6502 e 6809 (io lavoro con queste CPU!). Eventuali incongruenze o usi di codici "familiari" sono quindi dettati dalla abitudine. Per il resto, ho evitato riferimenti diretti.

GENERATORE SINUSOIDALE CHE IMPIEGA LE FUNZIONI DI WALSH

di Friedrich Bayer

Progetto pratico di generatore, utilizzato per la produzione di funzioni mediante onde rettangolari, secondo J.L. Walsh.

Lo schema completo del generatore è illustrato in *figura 1*. L'oscillatore è composto da porte logiche. La frequenza potrà essere variata tra 1,5 kHz e circa 19 kHz mediante il potenziometro P1 cosicchè, per la funzione di Walsh W1, si otterrà una frequenza pari ad 1/16 di quella dell'oscillatore, cioè da 94 Hz ad 1,2 kHz. Il divisore di frequenza binario 4520 (utilizzato in questo caso solo a metà) produce le quattro funzioni di Rademacher, dalle quali sono ricavate, tramite porte OR esclusivo, le funzioni di Walsh W1...W15. La tensione continua per la funzione W0 viene direttamente ricavata dalla tensione di alimentazione di ± 7,5 V. Ciascuna funzione di Walsh sarà disponibile ad un morsetto. Il livello di uscita può essere regolato, mediante un potenziometro, in corrispondenza ai coefficienti calcolati. Le porte logiche collegate prima del potenziometro dei coefficienti (ognuna di esse è 1/4 del circuito integrato 4070B) producono un segnale in controfase, per cui la funzione presente al cursore del potenziometro è confinata tra − 1 e + 1. La resistenza serie del potenziometro può, in linea di principio, essere ancora variata; essa non dovrebbe però scendere molto al di sotto dei 10 kΩ, perchè altrimenti la resistenza d'uscita dell'integrato potrebbe esercitare una funzione di disturbo.

Fig. 1 - **Il circuito è formato da gruppi di componenti quasi tutti uguali. Esso consiste nel generatore vero e proprio (in alto a sinistra), negli stadi divisori e logici, nonchè negli amplificatori operazionali che servono a sommare e ad amplificare le singole funzioni di Walsh (in alto a destra).**

L'amplificatore operazionale somma 15 funzioni

Le correnti di uscita di tutti i potenziometri saranno sommate nel punto di zero virtuale del successivo amplificatore operazionale 1458. La regolazione dell'amplificazione, che avviene con P2, è utile per evitare un eccessivo pilotaggio. Il successivo amplificatore operazionale inverte il segnale analogico in modo che, tra le singole funzioni di Walsh che appaiono ai morsetti e l'uscita Vu, sussistano le corrette relazioni di fase. In parallelo ai resistori di controreazione di entrambi gli amplificatori operazionali sono collegati anche due condensatori di integrazione che possono all'occorrenza essere predisposti per formare filtri passa-basso. La tensione d'uscita massima sarà di circa ±10 V. Con una buona regolazione del potenziometro, potrà essere ottenuta un'immunità alle tensioni di disturbo pari a 60 dB.

Una particolare attenzione dovrebbe essere dedicata alla tensione di alimentazione (*figura 2*). Corrispondentemente alla definizione, che determina il campo di validità della funzione di Walsh tra —1 e +1, le due tensioni di alimentazione devono essere identiche in valore assoluto. Mentre la tensione di alimentazione positiva è prodotta da un regolatore di tensione integrato (la cui tensione nominale di uscita è di +5 V e viene leggermente elevata a +7,5 V tramite due resistori) la tensione di alimentazione negativa è generata mediante un amplificatore operazionale che impiega come tensione di riferimento la tensione di uscita positiva.

Fig. 2 - Il generatore per la tensione di alimentazione simmetrica è costruito in modo che la tensione negativa venga prodotta da un amplificatore operazionale : quest'ultimo ricava la tensione di riferimento dalla tensione di uscita positiva stabilizzata.

Fig. 3 - Per la predisposizione dei coefficienti calcolati, è utile questo circuito raddrizzatore ad onda intera.

Fig. 4 - Sul circuito stampato a doppia faccia incisa potranno essere montati tutti i componenti, fatta eccezione per il trasformatore. Solo la tensione alternata di 12 V/0,1 A dovrà essere collegata al circuito stampato. Per moviti di spazio, la serigrafia è stata ridotta in scala 1:2.

L'amplificatore operazionale TAA 861 possiede un'uscita a collettore aperto (per questo motivo è stato previsto il precarico supplementare formato dal diodo LED in serie con il resistore da 1 kΩ) che può assorbire 70 mA al massimo. È importante, per una buona simmetria, che i due resistori da 10 kΩ collegati all'ingresso invertente abbiano il valore più possibile uguale.

I circuiti integrati digitali sono alimentati a 15 V (±7,5 V), mentre l'amplificatore operazionale è alimentato dalla tensione continua non stabilizzata, in modo da poter ottenere un maggior campo di variazione della tensione d'uscita. Per il filtraggio della tensione di alimentazione ci sono inoltre un condensatore ceramico da 0,1 µF e due condensatori al tantalio da 10 µF/16 V, disposti in parallelo alle due tensioni di ± 7,5 V.

Messa a punto e montaggio non presentano difficoltà

Non avendo a disposizione un oscilloscopio, potrà essere impiegato come soluzione alternativa un raddizzatore ad onda intera, in modo che le ampiezze (in base ai coefficienti) delle singole funzioni di Walsh, possano essere regolate secondo il calcolo precedentemente eseguito (*figura 3*). Questo circuito ha il vantaggio, nei confronti dei normali raddrizzatori, di possedere una resistenza interna assai elevata: in questo modo i potenziometri non saranno eccessivamente caricati durante la misura. Il guadagno complessivo del circuito è 1 per le onde rettangolari simmetriche rispetto alla linea dello zero. Il segnale d'uscita raggiunge, tramite il potenziometro P3 con il quale può venire aggiustata l'indicazione di fondo scala, uno strumento di misura da 50...250 µA fondo scala, sul quale si potranno leggere direttamente i singoli coefficienti.

L'impiego dei circuiti integrati CMOS permette di mantenere molto basso l'assorbimento di corrente, per cui sarà necessario soltanto un piccolo trasformatore, che però non verrà montato sul circuito stampato.

Il circuito stampato a doppia faccia incisa (*figura 4*) è stato progettato in modo che, fatta eccezione per gli attacchi a corrente alternata al trasformatore, non occorrerà nessun altro cablaggio. Per motivi di spazio, il circuito stampato è stato riprodotto, in via eccezionale, in scala 1:2. Su una delle facce del circuito stampato a doppia faccia incisa (a) si trovano tutti i componenti elettronici, mentre sulla faccia b sono montati i potenziometri ed i LED (*figura 5*). Il verso di rotazione di tutti i potenziometri è stato scelto in modo che,

Fig. 5 - Tutti i componenti elettronici sono montati sulla faccia (a) del circuito stampato; i potenziometri ed i LED sono invece montati sulla faccia (b).

Fig. 6 - La tensione sinusoidale è generata dalle funzioni di Walsh W1, W5, W9 e W13, ricavate secondo calcoli teorici e prodotte con questo generatore autocostruito.

Fig. 7 - È realizzabile anche una curva a gradini, stavolta con le funzioni di Walsh W1, W3, W7 e W15.

Elenco dei semiconduttori:

7	CD 4070 BE oppure MC 4070 BCP
1	CD 4520 BE oppure MC 14520 BCP
2	MC 1458 oppure SN 72558
1	TAA 861 oppure TAA 761
1	LM 340-5 oppure 7805 C in contenitore TO 220
1	LD 52 C
2	1N 914

girando il cursore in senso orario, si ottenga un aumento del valore predisposto. Al fine corsa destro dei potenziometri dei coefficienti corrisponderà il valore +1 ed al finecorsa sinistro il valore −1.

Dopo aver saldato tutti i componenti sul circuito stampato (durante questa operazione occorre fare attenzione che tutti i potenziometri siano perpendicolari al c.s. e tutti si trovino alla medesima altezza), esso verrà direttamente fissato al pannello frontale, sul quale in precedenza sono state fissate tutte le boccole, mediante le bussole filettate dei potenziometri. Sarà infine necessario collegare direttamente tutte le boccole, mediante corti spezzoni di filo, e saldare i terminali del secondario del trasformatore. Il pannello frontale sarà allora stabilmente collegato al circuito stampato, e non sarà necessario

prevedere ulteriori fissaggi. Tutti i componenti necessari sono elencati nella tabella. Due esempi di curve che sarà possibile ottenere con questo generatore sono illustrati nei due oscillogrammi delle *figure 6* e *7*.

La curva sinusoidale rappresentata in figura 6 (oscillogramma inferiore) è formata dalle funzioni di Walsh W1, 5, 9 e 13. Le ampiezze sono state calcolate in precedenza e regolate mediante i relativi potenziometri. Sono chiaramente riconoscibili sull'oscillogramma le diverse tensioni ad onda rettangolare.

Lo stesso procedimento è stato seguito per generare la curva a gradini della *figura 7*. ■

Bibliografia

Byte 9 (1977), pagine 190 - 198

Generalità sulle funzioni di Walsh

Nell'anno 1922, lo studioso statunitense J.L Walsh propose una teoria secondo la quale era possibile generare qualsiasi curva partendo da funzioni digitali. Contemporaneamente, il matematico tedesco H. Rademacher individuò la possibilità di generare funzioni analogiche sommando tra loro oscillazioni ad onda rettangolare di frequenza ed ampiezza diverse. A differenza di Walsh, egli limitò la validità della sua teoria ai segnali simmetrici ed alle relative armoniche.

Le funzioni di Walsh sono state nuovamente prese in considerazione, a partire dal 1973, per essere impiegate negli strumenti musicali elettronici. Attualmente, la generazione delle funzioni di Walsh è molto facilitata dalla disponibilità di microprocessori a basso costo.

Le teoria è analoga a quella di Fourier, secondo la quale qualunque forma d'onda può essere ottenuta sommando un certo numero di funzioni sinusoidali elementari. Le "funzioni di Walsh" hanno però alcuni vantaggi rispetto a quelle di Fourier:

— I segnali digitali possono essere generati con maggiore precisione sia per quanto riguarda la fase che la frequenza.
— La forma delle curve è indipendente dalla frequenza.
— È facilmente possibile un pilotaggio mediante computer o microprocessore.

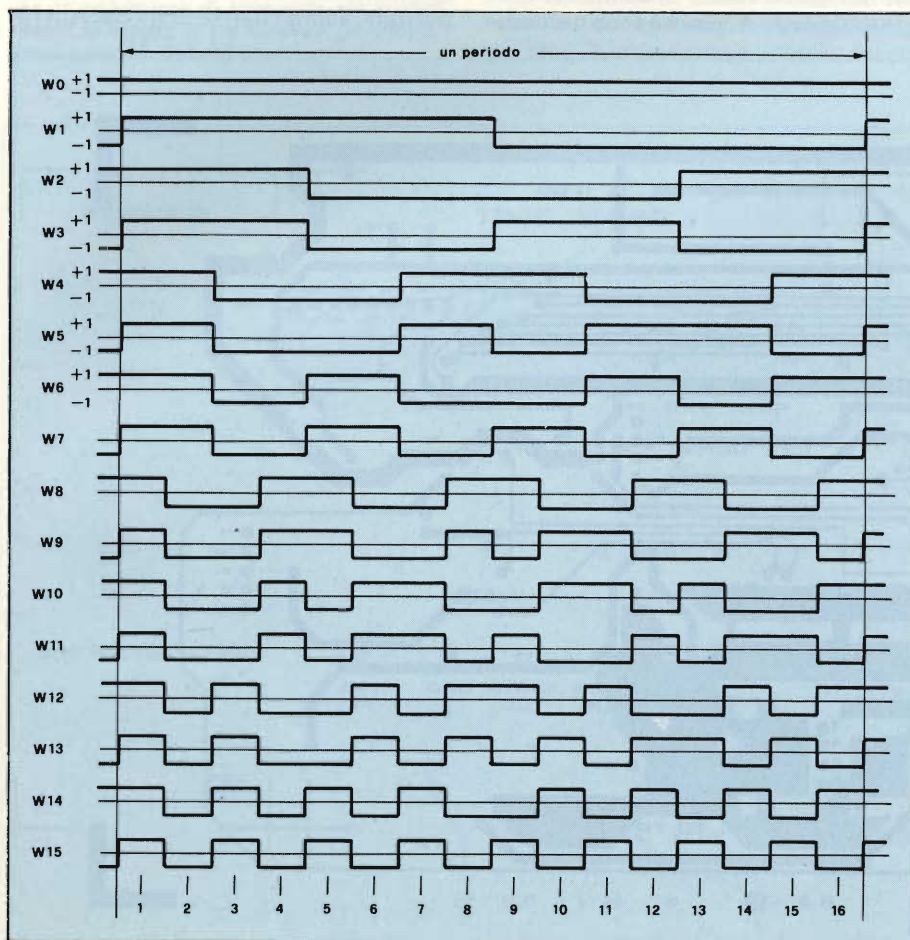



Fig. 1 - Forme delle funzioni di Walsh da W0 a W15; tutte le funzioni devono iniziare con un bit positivo.

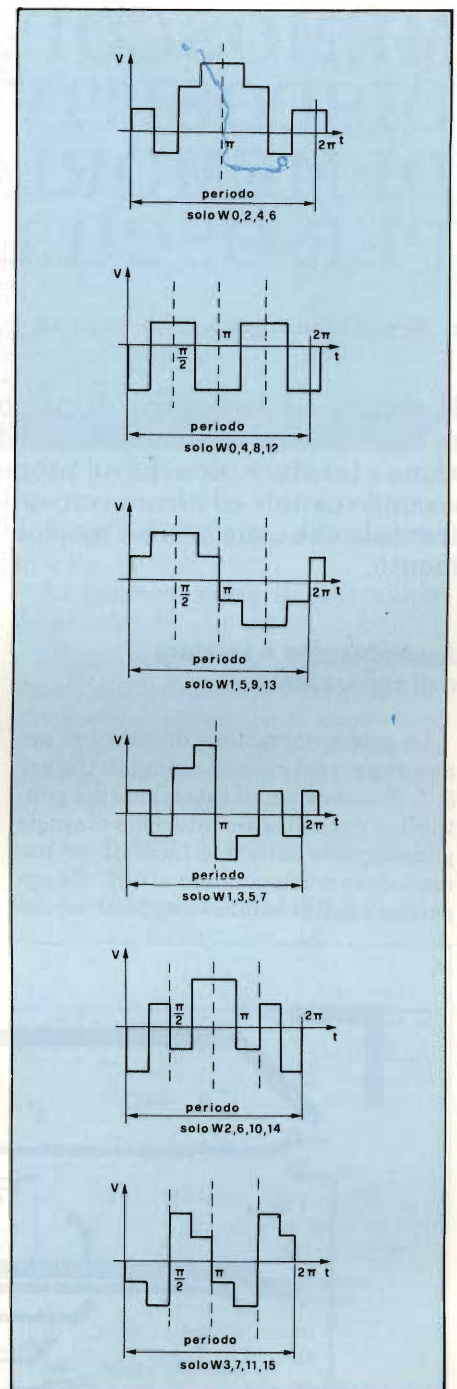



Fig. 2 - Rappresentazione schematica di sei segnali simmetrici od asimmetrici e delle funzioni di Walsh necessarie per generarli.

— Poichè l'elaborazione del segnale è puramente statistica, la funzione può iniziare in qualsiasi istante.

Le funzioni di Walsh possono variare esclusivamente tra due livelli fissi di tensione e devono sempre iniziare con il valore positivo (vedi *figura 1*).

La *figura 2* mostra un esempio elementare di generazione di funzioni periodiche a partire da funzioni di Walsh. ■

MEMOSCOP: DISPOSITIVO DI MEMORIA PER OSCILLOSCOPI

di Hans Jürgen Brede - Seconda parte

Il circuito del dispositivo di memoria è stato descritto nel precedente articolo. Qui di seguito diamo alcuni consigli per la sua costruzione e taratura, nonchè un progetto che consente l'aggiunta di un secondo canale ed alcuni consigli per la costruzione di un pannello frontale che consenta un'agevole manovra dei comandi dello strumento.

Assemblaggio e taratura dell'apparecchio

La prima operazione da eseguire nel montaggio dei circuiti stampati (*figure 5, 7, 9*) consiste nell'inserzione dei ponticelli e nel collegamento delle piazzole giustapposte sulle due facce, il cui numero deve corrispondere ai dati che appaiono sugli schemi di disposizione dei componenti (vedi *figure 6, 8 e 10*). Gli altri componenti, fatta eccezione per i potenziometri P1, P2, P5 e P8, potranno essere montati in seguito: le saldature dovranno essere eseguite, quando possibile, su entrambe le facce del circuito stampato.

I componenti T5, S9 ed R42....R44 non dovranno essere montati sul modulo del canale A, perchè sono necessari solo per il canale B. I diodi della matrice della base dei tempi dovranno essere montati verticali, con il catodo in alto: il terminale che esce da quest'ultimo dovrà essere sempre saldato nel primo foro.

Le due staffe di sostegno per i commutatori rotativi dovranno essere costruite secondo i disegni di *figura 11*. Il commutatore S2, sul quale sono montati i resistori R1......R7, e gli altri commutatori, dovranno essere montati sulle squadrette di sostegno che a loro volta saranno avvitate sulle due guide di destra di ciascun modulo inseribile a cassetto da 4 pollici. Dopo il montaggio di tutti i componenti sul pannello anteriore, si dovranno eseguire i necessari cablaggi senza uscire dal profilo del pannello.

Oltre alle connessioni comuni dei commutatori verso massa ed al positivo dell'alimentazione, i componenti da saldare sui commutatori sono: i resistori elencati in precedenza e C1, D1, D2 ed R10. Dopo aver fissato nei rispettivi fori i potenziometri ancora mancanti, si potranno eseguire i cablaggi tra il c.s. ed il pannello frontale.Le trecciole di collegamento dovranno essere fissate mediante staffe e viti al pannello frontale, sopra i listelli di guida. Anche

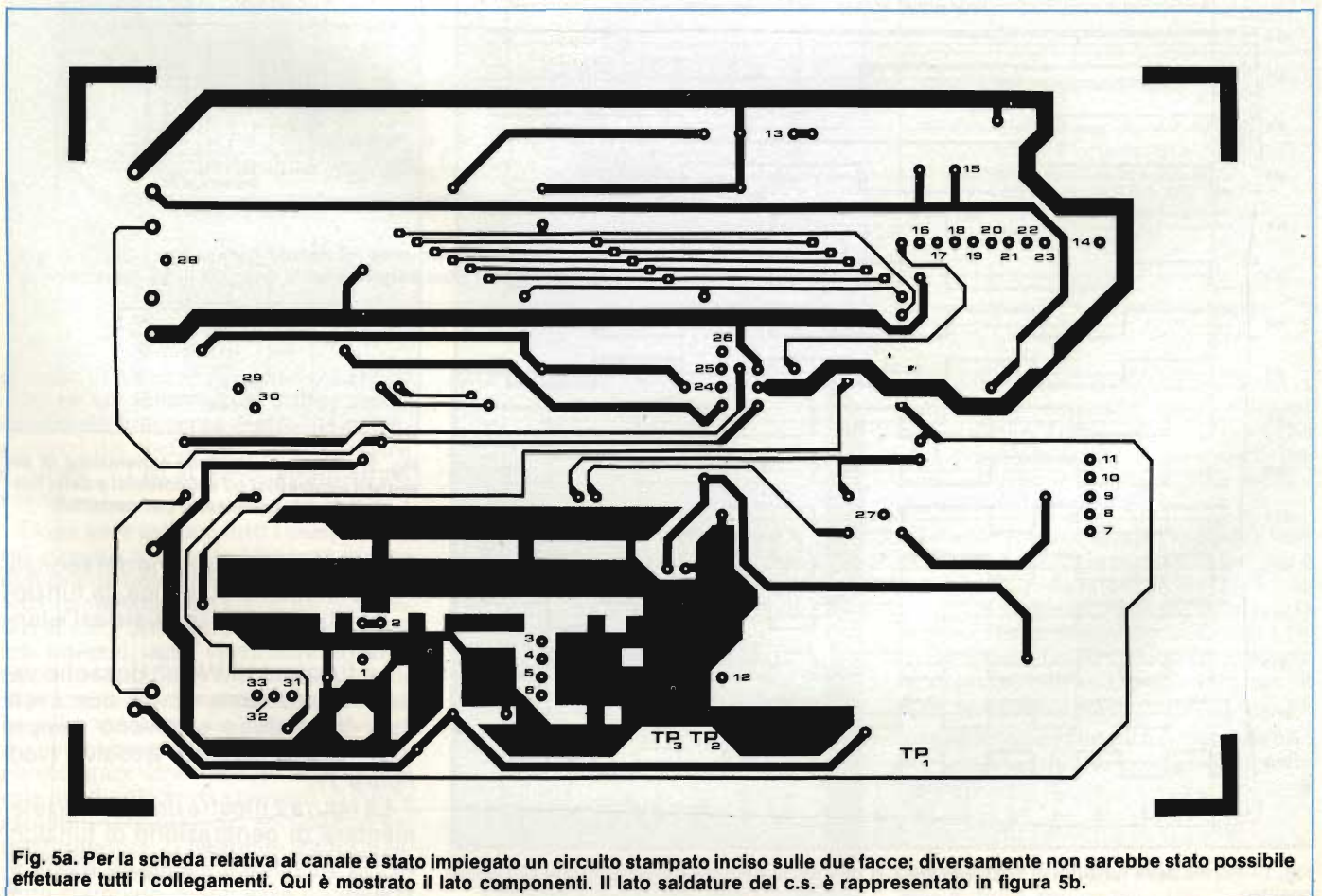



Fig. 5a. Per la scheda relativa al canale è stato impiegato un circuito stampato inciso sulle due facce; diversamente non sarebbe stato possibile effetuare tutti i collegamenti. Qui è mostrato il lato componenti. Il lato saldature del c.s. è rappresentato in figura 5b.

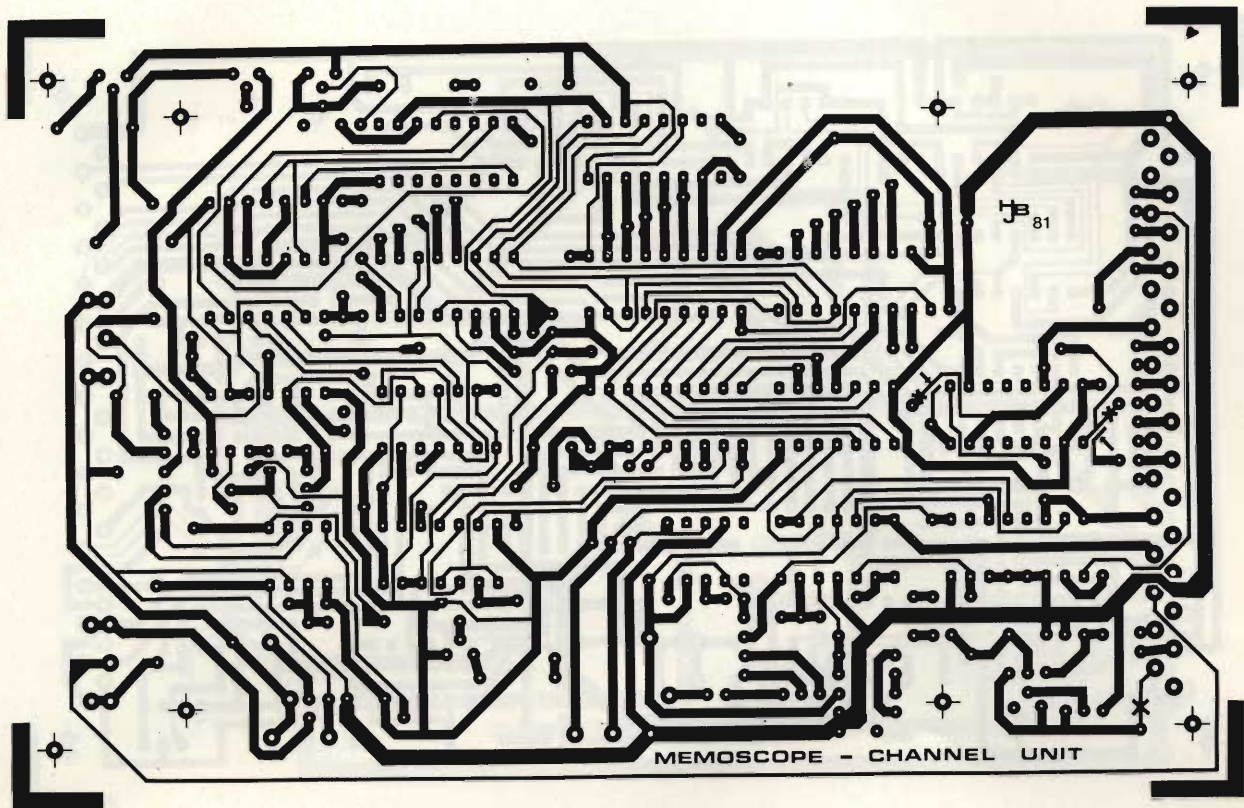



Fig. 5b. Serigrafia delle piste dal lato saldature del modulo di canale. La disposizione dei componenti (sul lato opposto) è indicata in figura 6. Il disegno potrà essere direttamente utilizzato per impressionare il c.s. sensibilizzato, in quanto il colore blu sul fondo non dovrebbe arrecare disturbo.

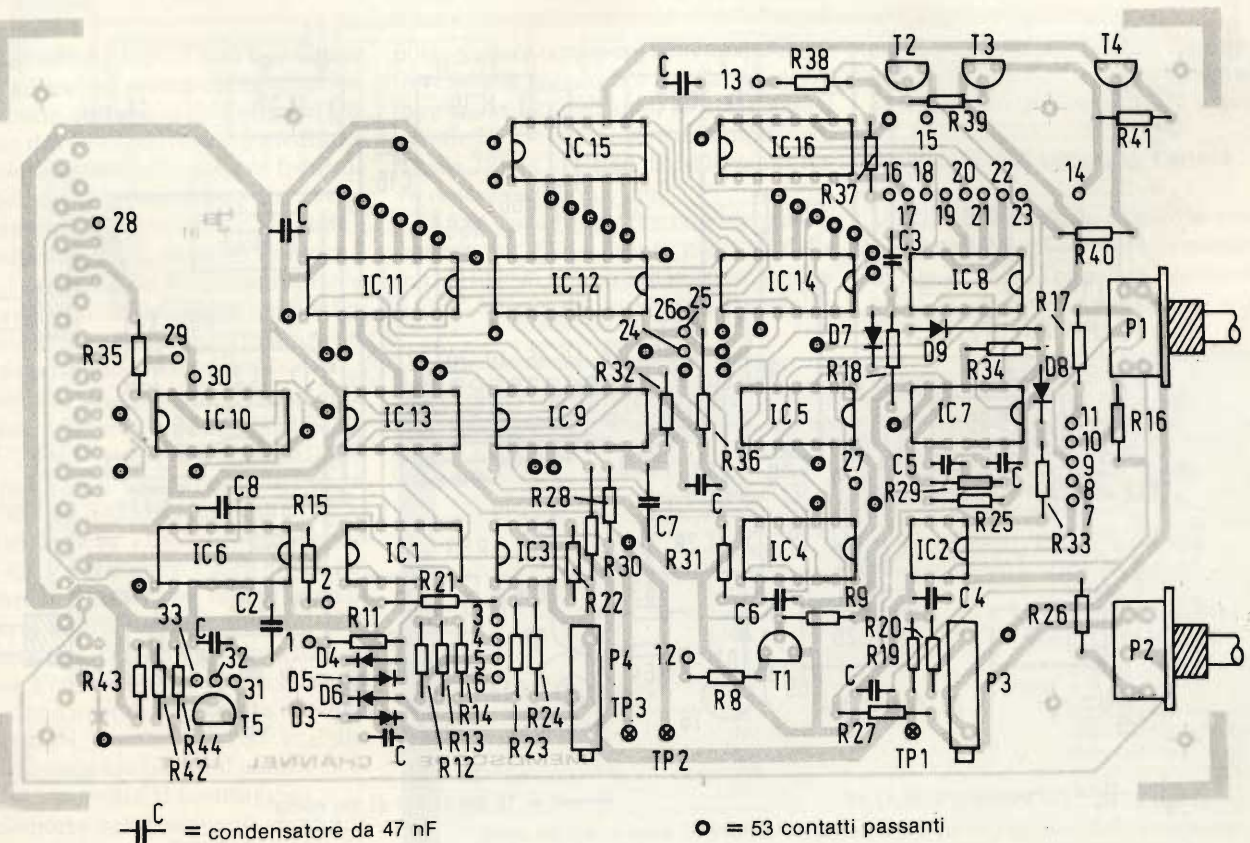



Fig. 6. Per facilitare il montaggio, la disposizione dei componenti è stampata contrapposta alla serigrafia delle piste del lato saldature.

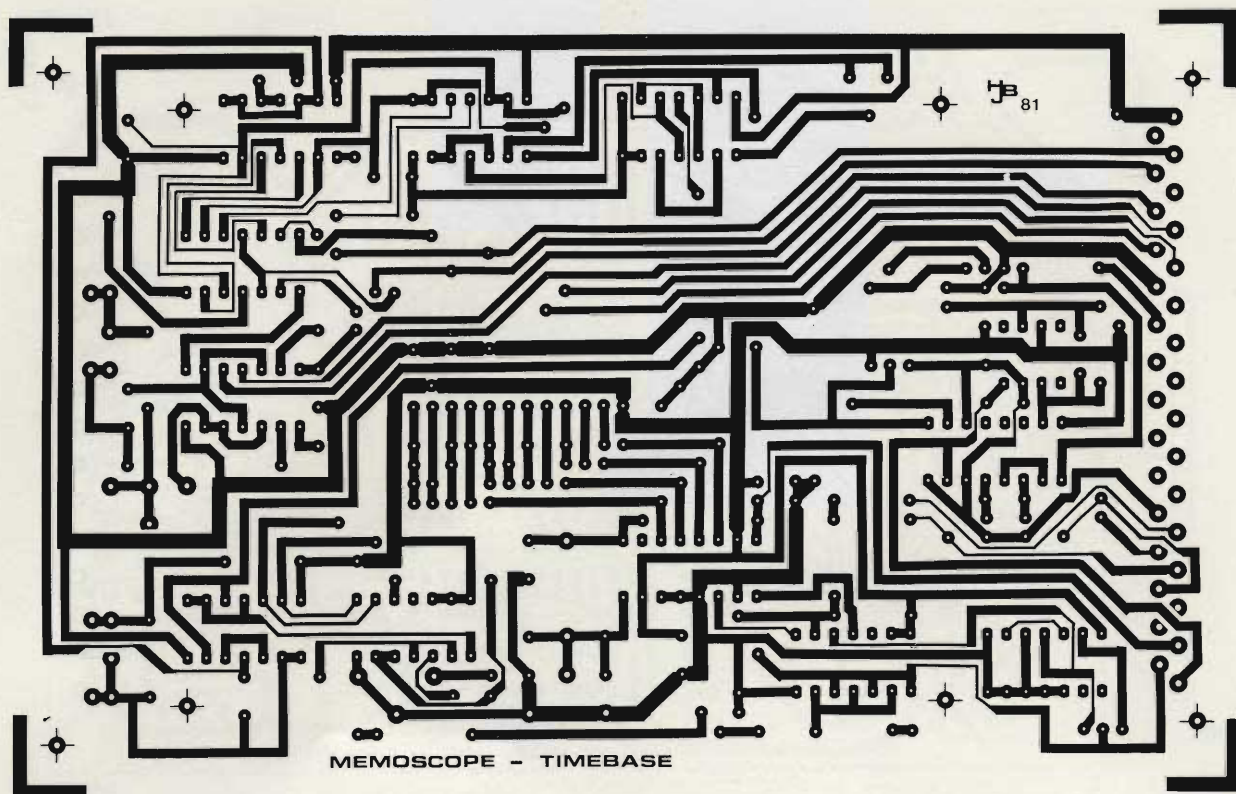



Fig. 7. Circuito stampato della base dei tempi. L'incisione è effettuata su un solo lato: la disposizione dei componenti si vede in figura 8.

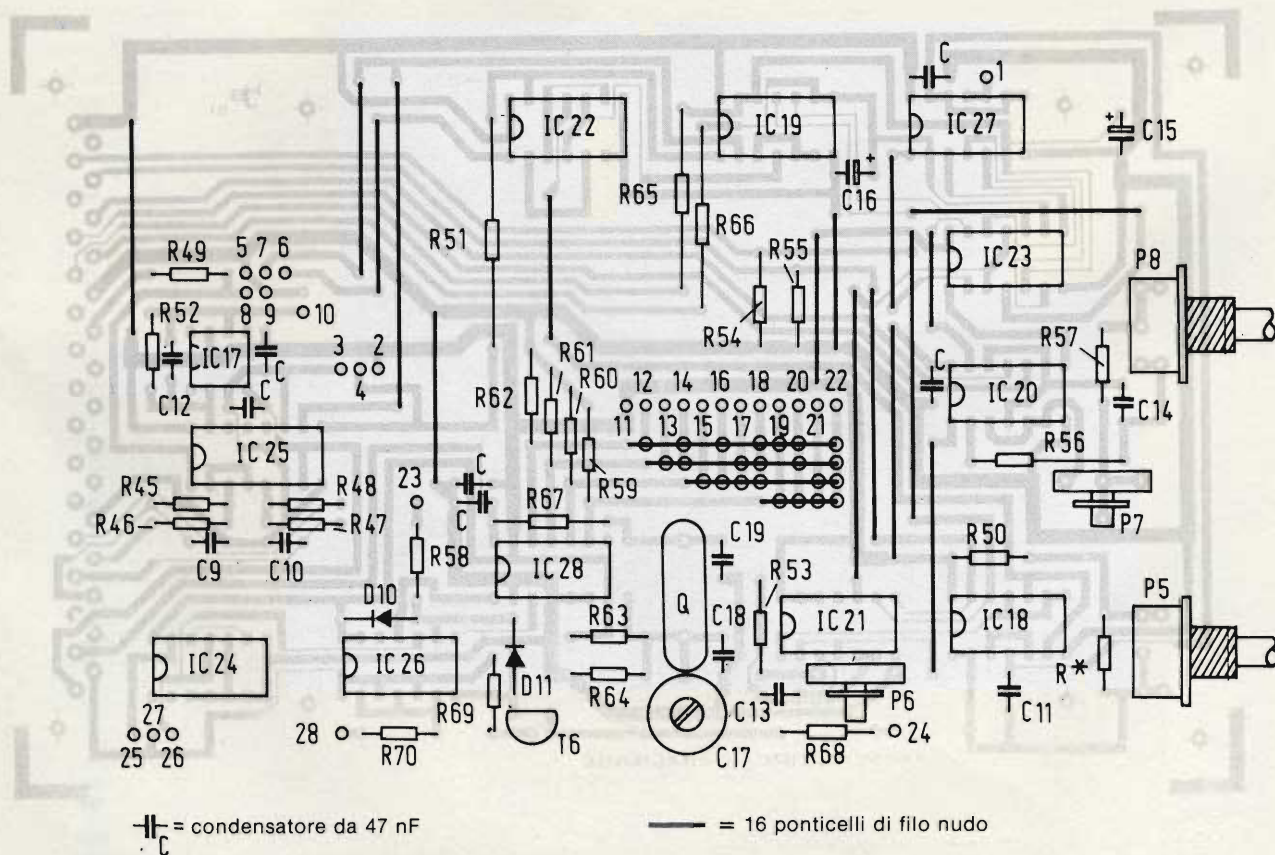



Fig. 8. Disposizione dei componenti sul circuito stampato della base dei tempi.

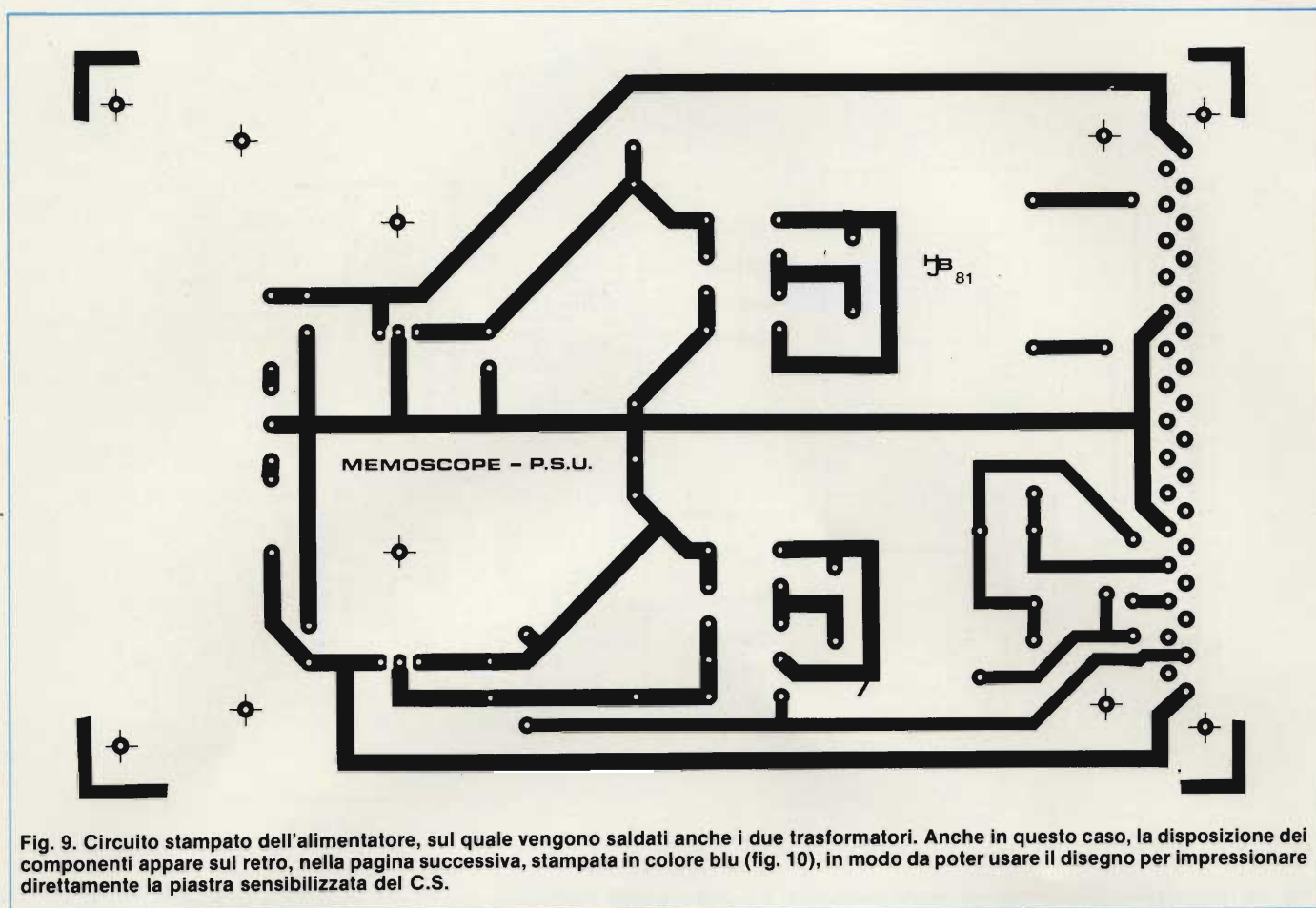



Fig. 9. Circuito stampato dell'alimentatore, sul quale vengono saldati anche i due trasformatori. Anche in questo caso, la disposizione dei componenti appare sul retro, nella pagina successiva, stampata in colore blu (fig. 10), in modo da poter usare il disegno per impressionare direttamente la piastra sensibilizzata del C.S.

i potenziometri, dopo il loro posizionamento, potranno essere collegati al c.s.

Il circuito stampato dell'alimentatore finito dovrà essere fissato mediante viti direttamente sulla piastra frontale da 2 pollici. Una volta eseguiti tutti i collegamenti al connettore, secondo i dati della *tabella 1*, si potrà inserire il modulo a cassetto dell'alimentatore. Dopo aver controllato le tre tensioni di alimentazione, si potranno inserire anche i restanti cassetti.

Durante la messa a punto, i comandi dovranno essere così disposti: S2: "GND", S6: "bip.", S7: "Store", S8: "free run", S10 sul canale da tarare, S11: "off" ed S12: "0,1 ms".

La tensione su TP1 dovrà essere portata a 2,4 V regolando P3. Si dovrà poi misurare la tensione su TP2 (V_{ref}) ed in seguito si dovrà portare, mediante P4, la tensione su TP3 ad un valore pari ad 1/2 V_{ref}. Per la taratura della base dei tempi, dopo aver memorizzata una curva qualsiasi, commutare S7 su "display" (ciò vale anche per il canale B, se ne è stato previsto il montaggio).

Predisporre ora i seguenti comandi: S10 in posizione "A+B", S11 in posizione "ON", P5 e P8 in posizione mediana. P6 dovrà poi essere regolato in modo da poter vedere contemporaneamente sullo schermo entrambi i segnali d'uscita (oppure la linea di zero, se non esiste il canale B) e le marcature di tempo (vedi *figura 12*); la velocità di deflessione deve essere di 0,5 ms/cm.

Infine bisognerà far corrispondere, agendo su P7, i fronti positivi delle marcature di tempo con le linee verticali del reticolo dell'oscilloscopio. Collegando un frequenzimetro digitale alla presa "Clock out" si potrà aggiustare la frequenza dell'oscillatore a quarzo.

Aggiunta del secondo canale

Il secondo canale aumenta considerevolmente le possibilità di misura (vedi *figure 12* e *13*) e perciò l'apparecchio è predisposto per alloggiare il relativo

Tabella 1: collegamenti del connettore a 31 poli.

Canale B	Canale A	Base dei tempi	Alimentatore	Designazione
1	1	1	1	-5 V
2	2	2		Impulsi di clock
		3	3	- 12 V
	6	6		V_{PosA}
6		7*		V_{PosB}
	8	8		$V_{Sign A}$
				Schermare
8		9*		$V_{Sign B}$
10	10	10	10	Massa, Telaio, Terra
	20	20		Marcature di tempo
22	22	22	22	Massa
24		23*		$V(S_7B)$
	24	24		$V(S_7A)$
26		25		Frequenza di lettura B
	26	26		Frequenza di lettura A
	28	28		Impulsi di marcatura A
28		29*		Impulsi di marcatura B
31	31	31	31	+ 5 V

* Nella versione base (presenza del solo canale A) dell'apparecchio è necessario collegare a massa questi ingressi!

——— = 2 ponticelli di filo nudo

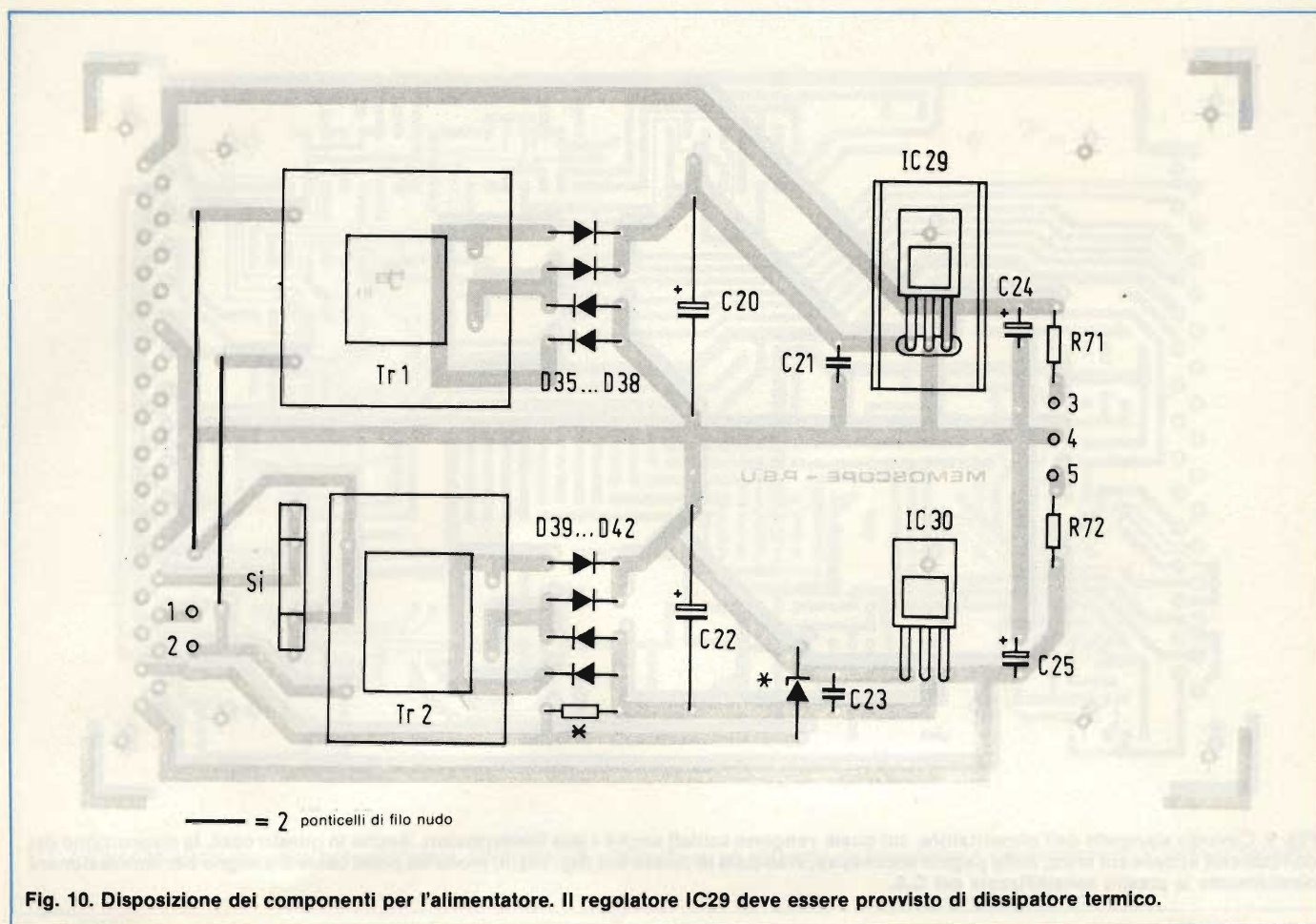



Fig. 10. Disposizione dei componenti per l'alimentatore. Il regolatore IC29 deve essere provvisto di dissipatore termico.

modulo (che si potrà anche costruire in un secondo tempo). In questo modulo è stato previsto IC10 che, come già detto, permette un aumento del tempo di campionamento nella misura di 10 oppure 100 (vedi figura 2, a sinistra in basso).

La *figura 13* mostra un esempio caratteristico delle possibilità di misura. Il canale B (in basso) permette di vedere chiaramente la curva a diminuzione esponenziale della componente continua, mentre solo il canale A è in grado di evidenziare il breve impulso negativo di disturbo dovuto all'azionamento di un commutatore; e ciò perchè il tasso di campionamento è stato moltiplicato per 10.

Sul lato inferiore del circuito stampato del modulo del canale si dovranno apportare, allo scopo, le seguenti modifiche: tre piste dovranno essere interrotte nei punti contrassegnati da una "x". Si dovranno inoltre unire, mediante una goccia di stagno, le piste contrassegnate da una freccia. Al posto della boccola "trig-out", che ora è superflua, si dovrà montare il commutatore S9.

Fig. 11. Squadrette per il montaggio dei commutatori rotativi: le quote indicate sono in mm.

Modifiche al pannello frontale

Dal disegno del pannello frontale che appare in *figura 14* potrà essere ricavata una pellicola anche per il pannello del canale B, ma occorrerà prima apportarvi alcune modifiche: per prima cosa sarà necessario sostituire la lettera A con una B, impiegando caratteri trasferibili. Analogamente, la scritta in corrispondenza alla boccola "Trig.Out" dovrà essere cambiata in "xTc", con le posizioni del commutatore S9 contrassegnate da "1", "10" e "100".

Dovendo memorizzare il medesimo

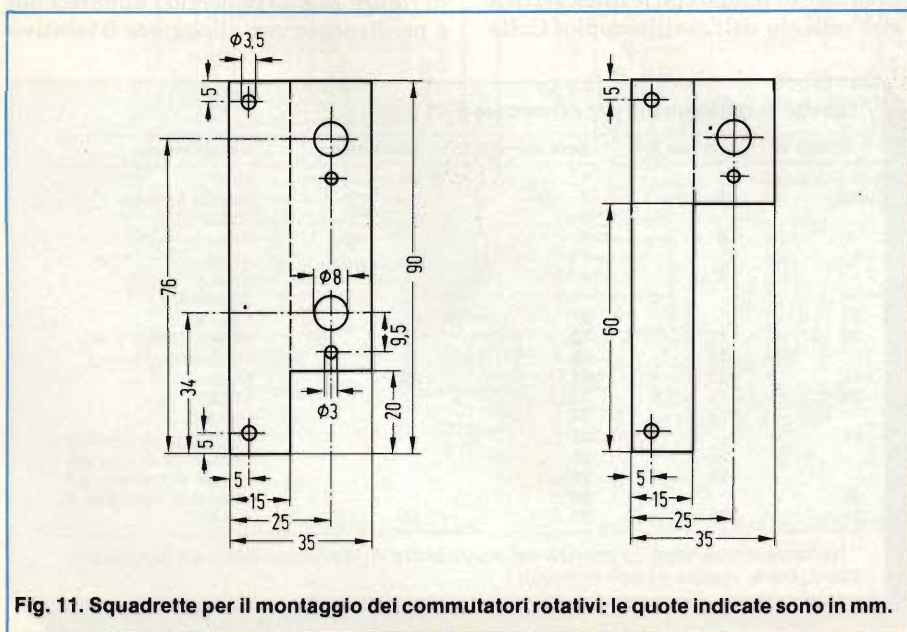
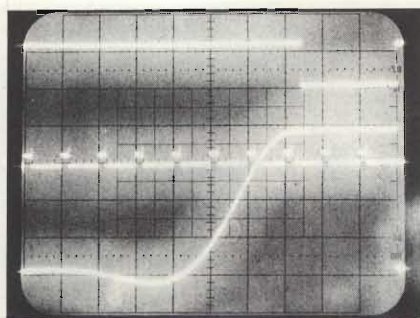



Fig. 12. Curva di risposta (canale A, in alto) di un filtro passa-basso a tre poli da 10 kHz, in presenza di una commutazione negativa all'ingresso (canale B, in basso), con marcature di tempo: ritardo di trigger — 1/4 entrambi i canali 0,2 ms/cm.

Tabella 2: Dati tecnici più importanti

Tensione d'ingresso (Vp-p) selezionabile in 12 valori, da 0,2 V a 160 V
Commutazione della portata per tensioni d'ingresso positive (+), negative (-) oppure alternate (bip.) rispetto alla massa.
Trigger interno, esterno o manuale
Ritardo del trigger, in frazioni della durata totale di memorizzazione, selezionabile tra sei valori.
Tempi di scansione selezionabili in 17 valori, da 20 μ FFD1s (tempo totale di memorizzazione 20 ms) a 20 minuti (tempo totale di memorizzazione 14 giorni)
Marcature di tempo inseribili (10 per oscillogramma)
Possibile versione a due canali
Collegamento ad un normale oscilloscopio con sensibilità d'ingresso di 0,1 V/cm (0,2 V/cm nel funzionamento a due canali) e velocità di scansione di 0,5 ms/cm
Tutti i restanti ingressi ed uscite sono a livello TTL.

Fig. 13. Commutazione della tensione d'uscita in un generatore di frequenze sinusoidali; ritardo di trigger — 1/4 canale A (in alto) 0,1 ms/cm, canale B 1 ms/cm.

segnale d'ingresso prima nel canale A e poi nel canale B, per prolungare il tempo di memorizzazione e qualora si voglia conservare una documentazione fotografica del risultato, sarà necessaria l'aggiunta di un altro interruttore nella base dei tempi. Inserendo quest'ultimo nel conduttore che porta al piedino 1 di N15 e collegando inoltre il piedino 1 a +V1 tramite un resistore da 10 k Ω, potremo leggere direttamente, con l'interruttore aperto, il contenuto dei due canali in successione, ad una velocità di scansione ridotta di 1 ms/cm. L'interruttore potrà essere montato, per esempio, a sinistra accanto a P8.

Azionamento più facile con i contrassegni colorati.

L'azionamento dello strumento può essere molto facilitato suddividendo i comandi (cappucci per le levette degli interruttori, parte superiore delle manopole a pinza) in tre gruppi contraddistinti da tre diversi colori:

1. Grandezze d'ingresso (S1, S2, S5 ed S6)
2. Grandezze d'uscita (S7, S10, S11, P2, P5 e P8)

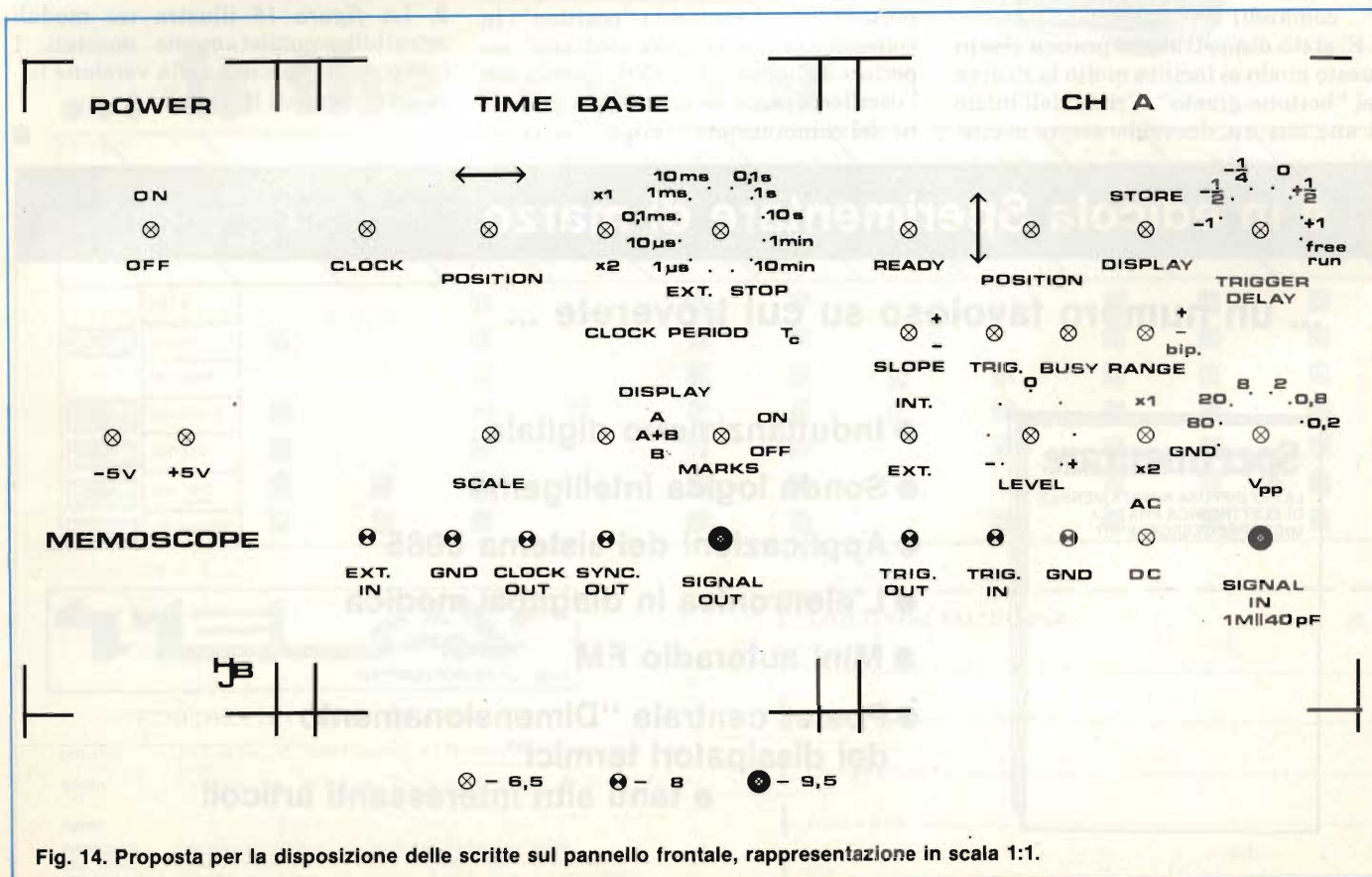



Fig. 14. Proposta per la disposizione delle scritte sul pannello frontale, rappresentazione in scala 1:1.

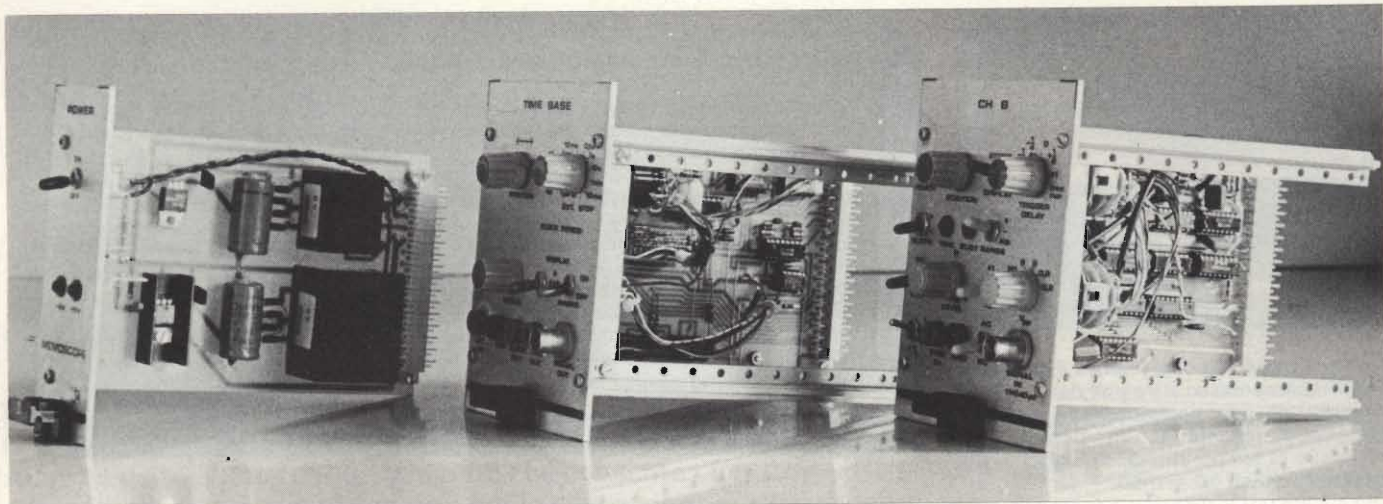



Fig. 15. Prototipi di tre moduli estraibili completamente montati

Tabella 3: Componenti speciali per la costruzione della versione base

Cassetto inseribile da 19 pollici
Due cassetti estraibili da 4 pollici ed inoltre un pannello frontale da 2 pollici
Circuiti integrati: 1 x ZN 426
1 x ZN 427
2 x 2114
1 x 2102
1 x TL084
1 x MK 5009
Quarzo: 1 MHz

3. Azione di trigger (tutti i restanti comandi)

E' stato dimostrato in pratica che in questo modo si facilita molto la ricerca del "bottone giusto". Prima dell'inizio di una misura, dovrebbe essere memorizzata una linea di zero che bisognerà portare (con il comando "position") in coincidenza con la linea mediana , superiore od inferiore, dello schermo dell'oscilloscopio, a seconda della posizione del commutatore "range". Successivamente, i picchi marcatempo dovranno essere sincronizzati con le suddivisioni del reticolo sullo schermo (Scale). Se i due canali dovessero essere triggerati contemporaneamente, bisognerà collegare l'uscita "trig out" del canale A con l'ingresso "trig in" del canale B, mentre potrà essere scelto un certo sfasamento di tempo mediante i commutatori "Delay". L'avviamento manuale di una visualizzazione potrà essere ottenuto con la massima facilità azionando il commutatore "Slope". Le caratteristiche tecniche più importanti potranno essere ricavate dalla *tabella 2*. La *figura 15* illustra tre moduli estraibili completamente montati. I componenti speciali della versione base sono elencati in *tabella 3*.

TM 5000 STRUMENTAZIONE PROGRAMMABILE — LA RISPOSTA PER OGNI MISURA

Nuovi strumenti per test e misura facili da programmare

La nuova serie di strumenti programmabili TM 5000 rappresenta una categoria a se stante.

Si tratta degli strumenti per test e misura più facili da programmare tramite IEEE-488 e da configurare in sistema.

La serie di strumenti programmabili TM 5000 è pienamente compatibile con più di 40 strumenti manuali della serie TM 500.

La programmazione dei nuovi strumenti è molto semplice, utilizzando comandi mnemonici sotto il controllo di un microcalcolatore dotato di un linguaggio Basic esteso. Il controller 4041 è costituito da un potente microcomputer a 16 bit, con una capacità massima di memoria di 160 Kbyte. I dati sono trasferiti sul bus in modo asincrono (hand shake), tramite interrupt e DMA (accesso diretto alla memoria).

Ci sono quattro porte, due IEEE-488 e due RS 232.

Si può in questo modo ottimizzare la configurazione del sistema di misura collegando gli strumenti e le periferiche più veloci a una porta e l'hardware più lento all'altra.

Inclusi vi sono una unità a cassetta, una stampante termica e un display da 20 caratteri. Inoltre vi è una tastiera che può essere collegata per scrivere e sviluppare i programmi, e staccata durante l'esecuzione delle misure.

I nuovi strumenti programmabili TM 5000 sono alloggiati in due diversi moduli d'alimentazione. Così come la serie TM 500 questi strumenti programmabili hanno dimensioni estremamente ridotte.

La documentazione tecnica sugli strumenti programmabili Tektronix contiene anche informazioni sulle numerose applicazioni della serie TM 5000.

DM 5010 Multimetro Digitale DC 0,015% + 1 cont. Ω 0,015% + 1 cont. Vero RMS (AC + DC)

MI 5010 Interfaccia Multi-funzione per indirizza-mento segnali

SI 5010 Scanner a 350 MHz Commuta-zione coassiale. Riconfigu-rabile da software 16:1 oppure doppio 8 a 1 o quadruplo 4 a 1

DC 5010 Counter/Timer universale Clock di 3.125ns DC-350 MHz

DC 5009 Counter/Timer universale Clock di 10ns DC-135 MHz

FG 5010 Generatore di funzioni fino 20MHz Sinusoide, onda quadra, triangolare da 20 mv a 20V p-p

PS 5010 Alimentatore uscita tripla programma-bile in corrente e tensione da 0 a-32V da 0 a + 32V da 4,5 a 5,5V

TEKTRONIX S.p.A.
20141 MILANO
Via Lampedusa 13 - Tel. (02) 8466446

00141 ROMA
P.za Antonio Baldini 45 - Tel. (06) 8278041

10141 TORINO
Via Card. M. Fossati 5 - Tel. (011) 330143

ADATTATORE D'ANTENNA PER RICETRASMETTITORI AD ONDE CORTE

di Hans Mueller - Scloesser

Negli ultimi tempi stanno sempre più diffondendosi i ricetrasmettitori ad onde corte per dilettanti equipaggiati con stadi finali a transistori. Questi stadi finali sono di norma predisposti per un'impedenza fissa di uscita di 50 Ω. In caso di errato adattamento con l'antenna, la potenza d'uscita verrà immediatamente ridotta ad un valore molto basso mediante un automatismo. Con un apparecchio adattatore d'antenna, questa riduzione di potenza potrà essere mantenuta entro limiti ragionevoli.

Non è certamente un caso che, per tutti i normali ricetrasmettitori amatoriali ad onde corte equipaggiati con stadi finali a transistori, si trovino in commercio apparecchi che danno la possibilità di adattare al ricetrasmettitore un'antenna di qualsiasi tipo. I prezzi di questi apparecchi di adattamento d'antenna non sono affatto bassi, per quanto la loro autocostruzione non sia affatto difficile.

Semplice costruzione

In *figura 1* è possibile osservare il circuito fondamentale di un adattatore. Il circuito completo consiste in un filtro a pi greco di tipo abbastanza noto. La bobina è formata da 12 spire di filo di rame argentato (diametro 2 mm), avvolte su un mandrino dal diametro di 50 mm. L'intervallo tra le spire dovrebbe essere il più possibile costante (circa 1,2 mm).

La robustezza meccanica verrà notevolmente aumentata fissando le spire mediante bacchette di sostegno che presentino un buon isolamento all'alta frequenza. Per il fissaggio delle spire dovrà essere impiegato un collante adatto alle alte frequenze, per esempio il tipo "Stabilit".

Sarà inoltre necessario un commutatore ceramico a cinque posizioni, le cui dimensioni dipenderanno dalla potenza irradiata. Occorreranno anche due prese per alta frequenza; le prese SO 239, dette anche prese UHF, sono le più usate, per quanto siano poco adatte proprio per gli impieghi in UHF. Nella banda delle onde corte, queste prese

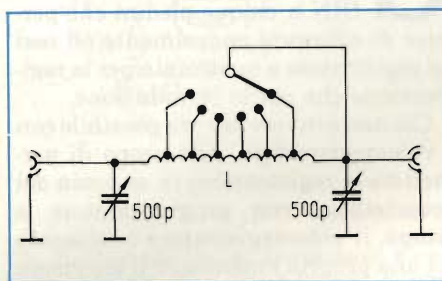



Fig. 1 - Principio di un adattatore di antenna molto semplice.

possono essere considerate sufficienti per le potenze irradiate negli impieghi amatoriali.

Condensatori con isolamento ad alta tensione

Nell'adattamento delle antenne con impedenza elevata nel punto di alimentazione, può succedere che nei condensatori variabili (500 pF) possano svilupparsi tensioni anche molto elevate. Già con potenze dell'ordine di 100 W, i condensatori variabili del tipo impiegato nei radioricevitori, o comunque con distanza tra le armature inferiore ad 1 mm, costituiscono un pericolo; se avviene una scarica in un punto qualsiasi, il condensatore non sarà più utilizzabile senza ricorrere a riparazioni. I condensatori con elevata spaziatura tra le piastre sono però relativamente costosi. Già da alcune decine d'anni, i radioamatori sono soliti procurarsi condensatori variabili di capacità maggiore del necessario, provvedendo poi a smontare dalle armature una piastra su due. In questo modo, con un pò di attenzione si otterrà un condensatore variabile ad isolamento molto elevato.

Contenitore e fattore di merito

In passato è stata spesso dedicata una scarsa attenzione al contenitore dell'apparecchio di adattamento. Il fattore di merito della bobina di un tale apparecchio dipende tra l'altro dal contenitore impiegato. Nel caso di un contenitore metallico, occorrerà porre molta attenzione all'ottimo collegamento tra le pareti ed i fondelli, ed in certe condizioni sarà necessario effettuare

Fig. 2 - Esempio di montaggio dell'adattatore di antenna per la banda delle onde corte.

una saldatura nei punti di giunzione. I contenitori in materiale plastico non presentano problemi. Soltanto le prese d'ingresso e di uscita saranno opportunamente montate su una piastra di lamiera. Il commutatore ceramico serve a cortocircuitare parzialmente la bobina del filtro a pi greco. Le posizioni alle quali fissare le prese della bobina si possono stabilire facilmente per via sperimentale. Un morsetto a coccodrillo munito di cavetto flessibile potrà essere spostato lungo la bobina, fino a trovare una posizione che rappresenti l' optimum per ciascuna banda amatoriale.

Nel conduttore che collega il ricetrasmettitore all'adattatore dovrà essere inserito un apparecchio per la misura delle onde stazionarie (ROS-metro). Nei ricetrasmettitori muniti di indicatore della potenza relativa irradiata (e di un circuito di riduzione della potenza in caso di adattamento errato) è normale far semplicemente riferimento, durante la taratura, alla massima potenza di uscita. Gli stadi finali a transistori nei ricetrasmettitori amatoriali reagiscono però spesso in modo diverso ai carichi induttivi o capacitivi, per cui la massima potenza d'uscita non sempre corrisponderà al minimo rapporto di onde stazionarie. Soltanto dopo la regolazione dovrà essere stabilito il collegamento fisso al commutatore.

Una disposizione dei componenti analoga a quella che appare in *figura 2* potrebbe rappresentare in molti casi la soluzione più semplice. Per poter mantenere i collegamenti più corti possibile, il commutatore ceramico è rivolto all'indietro. Il commutatore sarà collegato, mediante un alberino isolante, ad una manopola disposta sul pannello frontale. Per motivi di stabilità meccanica, l'alberino dovrà attraversare il pannello frontale tramite un supporto a cuscinetto.

Per l'impiego pratico, l'adattatore potrà essere completato da un misuratore di onde stazionarie integrato nel medesimo complesso. Allo scopo si potrebbe far ricorso ai conduttori di misura disponibili in commercio, che forniscono risultati di sufficiente precisione nella banda delle onde corte e sono relativamente economici. La scelta tra l'utilizzazione di due strumenti (per l'onda diretta e l'onda riflessa) oppure di un solo strumento provvisto di un opportuno commutatore, è lasciata alla preferenza dell'utilizzatore.

Per concludere, è opportuno avvisare che un ottimo rapporto di onde stazionarie non basta ancora ad ottenere la migliore irradiazione dell'alta frequenza.

INTERFACCIA TRA VIDEOREGISTRATORE E TELEVISORE

di Bernhard Krieg

A nessuno è mai venuta l'idea di collegare un registratore audio a nastro alla presa di antenna di un radioricevitore per sentire la musica, per quanto ciò non sia ovviamente impossibile. Questo sistema è invece ampiamente adottato per collegare il videoregistratore ad un apparecchio televisivo: un sistema macchinoso, perchè un collegamento "diretto" permetterebbe, tra l'altro, un miglioramento dell'immagine.

Già molto tempo fa i radioricevitori furono dotati di una presa DIN a cinque piedini che permise di collegare agevolmente ad essi un registratore a nastro, sia per la registrazione che per la riproduzione.

Ciò non è invece ancora possibile con i videoregistratori. Allo scopo di permettere le registrazioni in assenza del proprietario, con programmatore a tempo, il videoregistratore è collegato ad una propria antenna ed il televisore è a sua volta collegato, tramite la presa d'antenna, al videoregistratore, cosicchè entrambi gli apparecchi possono, in reciproca indipendenza, ricevere i programmi televisivi. Anche per la riproduzione video ed audio viene utilizzata la presa d'antenna dell'apparecchio televisivo: per questo motivo nei videoregistratori è inserito abitualmente un modulatore.

È evidente che questa non è la migliore soluzione possibile, specialmente nelle abitazioni dotate di convertitori di frequenza, dove il numero dei canali disponibili è limitato ed essi sono spesso tutti occupati. Inoltre il modulatore produce spesso anche frequenze armoniche indesiderate.

Confusione delle prese

I televisori più moderni sono perciò provvisti di una presa video tramite la quale sono possibili sia la registrazione che la riproduzione dell'immagine e del suono (DIN 45 482). Se il videoregistratore è prodotto dallo stesso fabbricante del televisore, tutto procede senza difficoltà. Però, nel caso di videoregistratori di produzione giapponese, l'utilizzatore si troverà di fronte a problemi quasi insormontabili. Chiunque creda, cioè, che basti prendere un cavo e saldare ad un'estremità una presa BNC ed equipaggiare l'altra estremità con una spina a 6 piedini, potrebbe andare incontro a qualche disillusione.

Per prima cosa, il videoregistratore dovrebbe "comunicare" al televisore il momento di inizio della ripresa. Ciò è

Contatto	Riproduzione	Registrazione
1	Tensione + 12 V	Tensione 0 V
2	Ingresso video	Uscita video
3	Massa	
4	Ingresso suono (canale sinistro)	Uscita suono (canale sinistro)
5	Tensione di alimentazione 12 V	
6	Ingresso suono (canale destro)	Uscita suono (canale destro)

Fig. 1 - Collegamenti ai piedini della presa video DIN 45 482. Le superfici contraddistinte dal fondo colorato indicano lo stato durante la riproduzione.

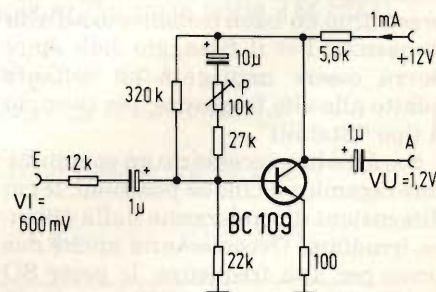



Fig. 2 - Schema dell'adattatore video. Con il potenziometro P viene predisposto un fattore di amplificazione pari a 2.

molto difficile da ottenere senza manomettere la parte elettronica del videoregistratore. Il televisore dovrebbe perciò essere collegato presupponendo che si vogliano fare esclusivamente riproduzioni (la registrazione potrebbe appunto avvenire direttamente tramite l'antenna ed in questo caso il televisore sarà inutile). Lo scopo viene ottenuto collegando tra loro i punti 1 e 5 della presa video. La *figura 1* illustra i collegamenti ai piedini della presa video nell'apparecchio televisivo. La coloritura del fondo indica lo stato che si ha durante la riproduzione.

Ciò è necessario in quanto, nella presa video DIN, gli ingressi devono essere convertiti in uscite. Assistendo ad un programma sul televisore e registrando contemporaneamente un altro programma sul videoregistratore, si udrà nella registrazione video anche l'audio del programma che è stato visto contemporaneamente alla registrazione, e questo fenomeno non è proprio gradevole. Ciò avviene a causa della leggera diafonia tra ingresso ed uscita del videoregistratore e, naturalmente, dell'elevato livello del segnale audio proveniente dall'apparecchio televisivo, che è superiore ad 1 V.

Amplificatore - separatore

Un amplificatore inserito nel percorso del segnale (*figura 2*) sarà di notevole aiuto; esso servirà anche da adattatore, in quanto ha pure il compito di elevare il livello d'uscita del videoregistratore fino a raggiungere il livello del segnale del televisore. Con ciò non esisterà più nemmeno la notevole differenza di volume tra la normale riproduzione televisiva e quella tramite videoregistratore.

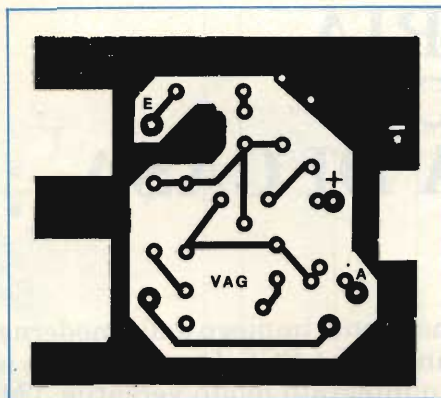



Fig. 4 - Basetta stampata per la costruzione del piccolo circuito.

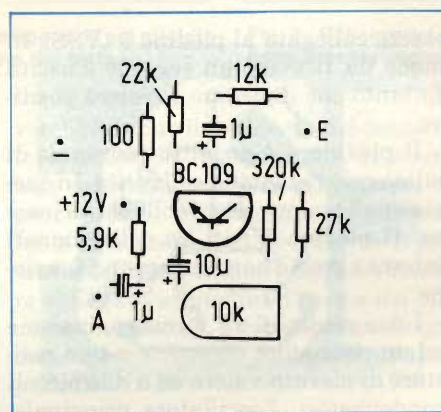



Fig. 5 - Disposizione dei componenti. Il circuito stampato deve essere inserito in una scatoletta "impermeabile" alla radiofrequenza.

La *figura 3* mostra come si usa l'adattatore video. Esso viene impiegato soltanto per la riproduzione dal videoregistratore ed è alimentato dal televisore. Al punto 5 della presa video ci sarà perciò la tensione di 12 V. Nel nostro caso, l'amplificatore è stato predisposto per un guadagno di 6 dB, che dovrebbe essere sufficiente nella maggior parte dei casi.

Un ponticello tra il punto 5 ed il punto 1 porta la tensione di 12 V anche all'ingresso di pilotaggio 1. Il punto 2 della presa video è direttamente collegato alla spina BNC per il videoregistratore; il punto 4 è collegato all'uscita dell'amplificatore. L'ingresso dell'amplificatore è collegato alla spina dell'uscita del videoregistratore.

Nel funzionamento in registrazione, l'apparecchio, per quanto collegato, non è in attività. Il circuito potrà essere costruito sul piccolo circuito stampato illustrato in *figura 4*. In *figura 5* appare la disposizione dei componenti. Il montaggio dovrebbe essere effettuato entro un astuccio impermeabile alla radiofrequenza, per esempio il tipo 37 della Buercklin, che ha le dimensioni di 52 x 46 x 24 mm. ■

Fig. 3 - L'adattatore deve essere inserito tra il videoregistratore ed il televisore.

La Philco commercializzerà i TVC e CGE

In futuro i televisori con il marchio CGE saranno commercializzati in Italia dalla Philco, l'azienda bergamasca che nello scorso dicembre ha definito con i tedeschi della Telefunken l'acquisto di due delle sue consociate italiane: la Irt-Fabbrica (produzione) e la Sogetel (distribuzione). L'integrazione di queste attività non si presenta facile ma la Philco, che è una azienda controllata tramite la finanziaria Ecufin da capitali iraniani a termine, come è riuscita a fare con le attività industriali ereditate dalla Bosch. La produzione di televisori verrà trasferita a Brembate e li saranno assemblati anche videoregistratori. La produzione di impianti ad energia solare verrà scorporata e conferita alla Ecufin Engineering. La Philco produce attualmente 70.000 televisori all'anno.

Grundig: 1900 posti in pericolo

Mentre si alternano incessanti le più svariate speculazioni sul futuro assetto dell'industria elettronica europea, la direzione della Grundig ha comunicato di voler licenziare nei prossimi 3-4 mesi circa 1.900 dipendenti. La misura si sarebbe resa necessaria perchè la Grundig è stata costretta a decidere di impostare la programmazione dell'esercizio 1983-84 sui suoi soli prodotti e di razionalizzare al massimo la produzione per far fronte alla concorrenza giapponese. ■

UNA SUONERIA ELETTRONICA ALLA PORTA DI CASA

di Gerd Koetter

Il circuito qui descritto trova normalmente impiego nelle moderne suonerie telefoniche senza campanello. La SGS Ates ha messo a punto per questo scopo un circuito integrato molto versatile, l'M 764 AF1, del quale descriveremo qui un impiego alternativo.

L'M764 è un c.i. CMOS al quale può essere direttamente collegato il trasduttore acustico. Con l'aiuto di due oscillatori integrati, possono essere predisposti differenti segnali di chiamata che potranno essere prescelti mediante un altro piedino. Un filtro passa-banda incorporato eviterà l'attivazione da parte di segnali che si trovino al di fuori di una banda predisposta. Vediamo ora quali sono le funzioni dei vari piedini del circuito integrato.

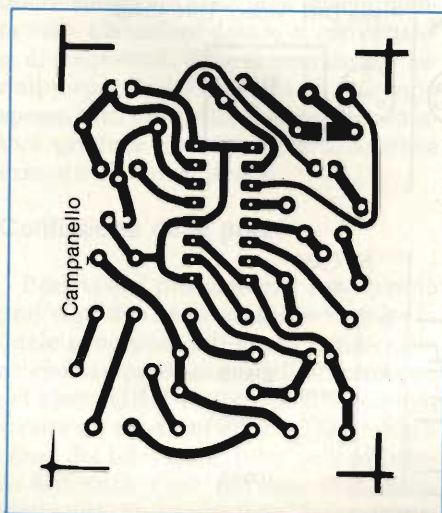
Se il piedino 1 è collegato a VSS (piedino 9), vengono generate tre frequenze singole, e precisamente 800 Hz, 1066 Hz e 1330 Hz. Collegando il piedino 1 a VDD (piedino 16), mancherà la frequenza di 1330 Hz: si udrà soltanto un segnale armonico a due note.

Il piedino 2 è l'ingresso del filtro passa-banda: esso permette il passaggio attraverso lo stadio di uscita audio delle sole note comprese tra 40 e 120 Hz, che abbiano una tensione minima di 3 V. Data l'elevata resistenza d' ingresso, la corrente assorbita è scarsa (massimo 40 μA). Questo piedino è internamente collegato a massa tramite una resistenza di 300 kΩ. Nella nostra applicazione, la frequenza di rete proveniente dal trasformatore per campanelli viene raddoppiata mediante il raddrizzatore a ponte. Utilizzeremo l'ondulazione a 100 Hz presente a valle del raddrizzatore e la applicheremo al piedino 2. Un circuito interno confronterà questa frequenza d'ingresso con quella dell'oscillatore principale.

Con l'aiuto del piedino 3, che di norma è collegato alla tensione di alimentazione positiva del piedino 16, potrà essere esclusa la funzione del filtro di banda. È anche possibile non ricavare la tensione di alimentazione (VDD) da una tensione alternata , ma alimentare il circuito mediante una tensione continua tra 6 e 15 V (funzionamento a batteria). Allo scopo, il piedino 3 dovrà essere collegato al piedino 9 (VSS), in modo da ricevere un segnale d'uscita fintanto che il piedino 4 resterà positivo.

Il piedino 4 è un altro terminale di pilotaggio per lo stadio d'uscita. In questa applicazione esso è collegato a massa. Il piedino 5 non ha collegamenti interni e perciò non ha nessuna funzione.

I due piedini 6 e 7 formano, insieme ad un risonatore ceramico, ad un resistore di elevato valore ed a due piccoli condensatori, l'oscillatore principale. La frequenza di 455 kHz così generata viene abbassata internamente mediante catene di divisori, in modo da ottenere le singole frequenze di 800, 1066 e 1330 Hz. Il risonatore ceramico ha il vantaggio di mantenere la frequenza più stabile e meno dipendente dalla temperatura di quanto non avvenga con un oscillatore R-C.

Il piedino 8 è molto utile nel caso dell'impiego del circuito nei telefoni. Collegando questo piedino alla tensione di alimentazione del circuito integrato (piedino 16), il primo segnale emesso avrà un volume pari a solo il 10% di quello predisposto ed il secondo segnale sarà pari al 40%. Il terzo segnale, come tutti i successivi, verrà emesso a pieno volume. Questo accorgimento sarà utile quando il telefono è direttamente installato sul posto di lavoro, per esempio in un ufficio, perchè la suoneria non farà sobbalzare chi ode la chiamata. La chiamata sarà però chiaramente avvertibile anche nel caso che l'utente si trovi a maggior distanza dall'apparecchio. Poichè in un campanello da porta il volume dovrà essere sempre il massimo, lasceremo il piedino 8 collegato permanentemente alla massa, invece che al piedino 16.

Al piedino 9 (VSS) è collegata la massa dell'alimentazione. I piedini 10 ed 11 rappresentano le uscite degli stadi interni di pilotaggio. Ciascun piedino è in grado di pilotare un carico di 10 mA massimi. A queste uscite potranno essere direttamente collegati trasduttori acustici di tipo diverso: per esempio trasduttori piezoceramici. Per quanto gli stadi di uscita siano a bassa impedenza, i piccoli altoparlanti da 8 e 16 Ω non sono adatti ad essere collegati direttamente al circuito integrato e ciò per motivi di bilanciamento della potenza di alimentazione. Di questo argomento parleremo più tardi con maggiori particolari.

Il piedino 12 rappresenta un'ulteriore uscita (con possibilità di carico pari a 10 mA), che lascia passare corrente fintanto che anche i piedini 10 ed 11 sono collegati. Nell'impiego telefonico, potrà essere collegato a questa uscita un LED. Così una chiamata potrà essere indicata anche otticamente, oltre che dal segnale acustico. Nel nostro circuito il piedino non viene utilizzato, salvo che non si vogliano azionare contemporaneamente altre unità funzionali, per esempio un secondo campanello.

Ai piedini 13, 14 e 15 verrano collegati i componenti R-C per l'oscillatore della cadenza dei segnali. Nel dimensionamento occorre considerare il fatto che la frequenza generata viene divisa internamente per il fattore 384. Nel circuito di *figura 3* si può variare questa cadenza, mediante il regolatore, da circa 2,5 Hz fino a 25 Hz. Aumentando la capacità del condensatore, le cadenze potranno essere facilmente portate a valori dell'ordine dei secondi. Ciò è utile soltanto quando si vogliano misurare le singole frequenze di uscita.

Il collegamento della tensione di alimentazione al circuito integrato avviene al piedino 16, che forma contemporaneamente il punto di riferimento per

Fig. 1 - Basetta stampata per il montaggio del circuito. È previsto anche il montaggio di un LED per la segnalazione ottica.

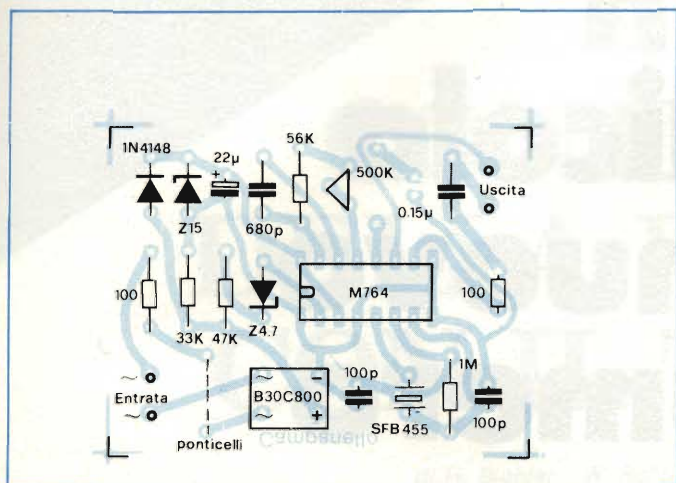



Fig. 2 - Ecco come eseguire il montaggio dei componenti sul circuito stampato. È opportuno seguire le istruzioni date nel testo.

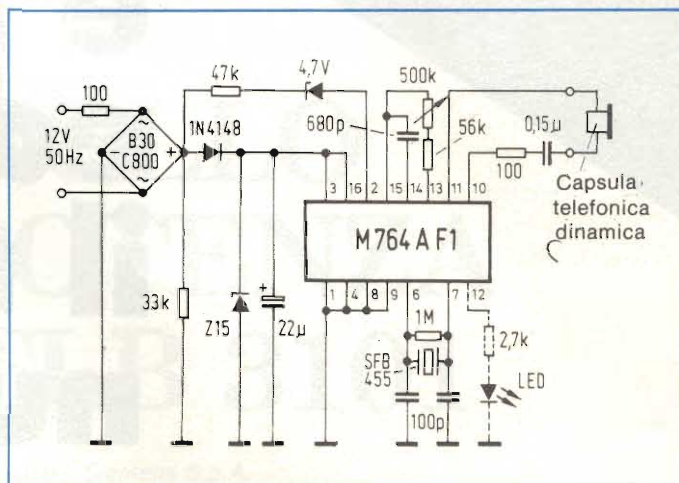



Fig. 3 - Schema del campanello che utilizza il componente M764 AF1, normalmente impiegato nel circuito di suoneria di alcuni tipi di telefoni.

le funzioni di commutazione interna. A questo piedino potranno essere applicate tensioni massime di 17 V (rispetto al piedino 9).

Il circuito esterno

La *figura 1* illustra la basetta stampata per la costruzione del circuito con l'integrato M 764 AF1. La tensione alternata del campanello raggiunge il raddrizzatore a ponte tramite un resistore di limitazione di corrente da 100 Ω (nei telefoni, questo resistore è di 2,2 kΩ). Con l'aiuto del resistore da 33 kΩ, il ponte viene portato con sicurezza a 0 V nei passaggi per lo zero della tensione di alimentazione: ciò è importante per il piedino 2. La tensione di alimentazione raddrizzata raggiunge il condensatore elettrolitico da 22 µF ed alimenta il circuito integrato. Il diodo zener da 15 V garantisce che non venga superata la tensione massima di alimentazione ammessa. La residua componente alternata a 100 Hz raggiunge, tramite un resistore di limitazione ed un diodo zener, il piedino 2. Eccettuato il resistore di limitazione all'uscita, tutti i restanti componenti appartengono ai due oscillatori. Sarà assolutamente necessario impiegare un risonatore ceramico, per esempio l'SFB 455R della Murata, oppure il CRM 455A della Toko. Questi risonatori sono derivati da quelli impiegati come filtri di media frequenza in molte radio AM.

Prendiamo ora in considerazione un altro problema. Come già descritto in precedenza, gli altoparlanti non sono adatti come trasduttori acustici: per prima cosa essi hanno un'impedenza eccessivamente bassa ed in secondo luogo sono troppo poco sensibili. Meglio si adattano le normali capsule telefoniche. Un'altra soluzione, che risolverebbe anche il problema del contenitore, potrebbe essere quella di usare una radiolina tascabile giapponese di poco prezzo, utilizzandone l'altoparlante ed il trasformatore d'uscita. Il primario del trasformatore dovrebbe essere collegato ai piedini d'uscita del circuito stampato. L'avvolgimento secondario dovrà restare collegato all'altoparlante.

Varianti possibili

Come già riferito durante la descrizione delle funzioni dei vari piedini, dimensionando in modo diverso alcuni componenti, si potranno ottenere funzioni diverse da quelle descritte oppure modificare leggermente le medesime.

- Quando l'insieme dei suoni emessi non è di proprio gradimento, potrà essere variata la capacità del condensatore collegato tra i piedini 14 e 15. Scegliendo per questo condensatore la capacità di 47 nF, le note emesse dureranno circa 4 s ciascuna.
- Se il condensatore elettrolitico di livellamento ha una capacità inferiore a 22 µF, il motivo sonoro risulterà poco "pulito".
- Chi non volesse sentire il segnale soltanto alla porta di casa, potrà rendere portatile l'apparecchio alimentandolo con una batteria da 9 V oppure mediante la batteria dell'auto. Allo scopo occorre soltanto spostare alcuni collegamenti. Le piste che portano ai piedini 3 e 4 del circuito integrato dovranno essere interrotte. Il piedino 3 dovrà essere collegato, mediante uno spezzone di filo isolato, al piedino 9 oppure alla massa dell'alimentazione. Il piedino 4 sarà collegato a VDD mediante un pulsante oppure un interruttore: il circuito funzionerà quando questo collegamento sarà chiuso. La tensione continua di alimentazione sarà collegata ai contatti d' ingresso, come prima avveniva per la tensione alternata; non ha importanza la polarità del collegamento. Se non emette segnali acustici, il circuito assorbe dalla batteria una corrente massima di 150 µA.
- Chi non volesse limitarsi al solo segnale acustico, potrà equipaggiare il circuito anche con un LED (disegnato tratteggiato in figura 3). In alternativa, questa uscita potrà servire a pilotare altri circuiti. Il piedino resterà a livello "alto" (come già riferito) solo finchè rimarrà attivo lo stadio d'uscita.
- Il motivo sonoro potrà essere commutato dal segnale a tre note a quello a due note collegando il piedino 1 alla tensione di alimentazione invece che a massa.

Montaggio del circuito stampato

La *figura 1* mostra il circuito stampato e la *figura 2* illustra la disposizione dei componenti, sovrapposta alla vista in trasparenza delle piste di rame. Nel prototipo, il raddrizzatore impiegato era del nuovo tipo "dual-in-line". Quando invece si voglia montare un ponte di tipo rotondo, occorrerà fare attenzione alla posizione dei terminali. Occorre inoltre fare attenzione quando si maneggia il circuito integrato. Si tratta di un componente CMOS, molto sensibile alle cariche statiche. Fino al momento della saldatura, o dell'inserzione in uno zoccolo, l' M 764 deve rimanere con i piedini infilati in un pezzo di schiuma elettroconduttrice oppure avvolto in un foglietto di stagnola. ■

CONTROLLO DELLA POTENZA CON IL TLB 3101

di H. Bichler - W. Schumbrutzki, Siemens S.p.A.

Per rendere la velocità dei motori universali impiegati nei piccoli elettrodomestici, indipendente dal carico imposto, il sistema normalmente impiegato è quello a parzializzazione di fase delle semionde positive e negative della tensione di rete, attuato mediante triac. Le funzioni richieste da questo sistema di regolazione sono contenute in un nuovo circuito integrato il quale, incorporando anche un amplificatore operazionale e un comparatore completamente separati dal resto delle altre funzioni, consente di ottenere sistemi di regolazione più precisi.

I costruttori di piccoli elettrodomestici tendono a incorporare in queste apparecchiature funzioni il cui scopo è di rendere il funzionamento delle medesime più sicuro e più adeguato alle operazioni che esse sono chiamate ad assolvere. Per esempio, tutti i motori universali impiegati nei trapani, nei ventilatori, negli aspirapolvere ecc. sono quasi sempre forniti di sistemi di regolazione che consentono di adattare la potenza o la velocità del motore alle esigenze del lavoro da effettuare. Oltre ad un sistema di regolazione della velocità, queste apparecchiature sono anche munite di sistemi di interruzione automatica della tensione di rete i quali impediscono che il motore possa compromettersi irrevocabilmente nel caso in cui, per qualsiasi motivo, dovesse bloccarsi meccanicamente.

Da quando sono stati introdotti il tiristore e il triac, il sistema universalmente impiegato per controllare la potenza elettrica alternata della rete (trifase o monofase) è quello a parzializzazione di fase (1). Questi dispositivi a semiconduttore infatti, grazie alla loro particolare struttura consentono di utilizzare una porzione più o meno grande di ciascuna semionda della tensione della rete (i tiristori parzializzano solo la semionda positiva, i triac, sia quella positiva che negativa), riuscendo in questo modo ad adattare la potenza prelevata dalla rete alla potenza effettivamente richiesta dal lavoro che si desidera eseguire. Fino ad alcuni anni fa, i sistemi a parzializzazione di fase impiegati nei motori o anche nei sistemi di riscaldamento domestici erano basati su reti RC, che comandavano diac e triac. Questi sistemi di regolazione davano però prestazioni limitate, e di conseguenza non consentivano di ot-

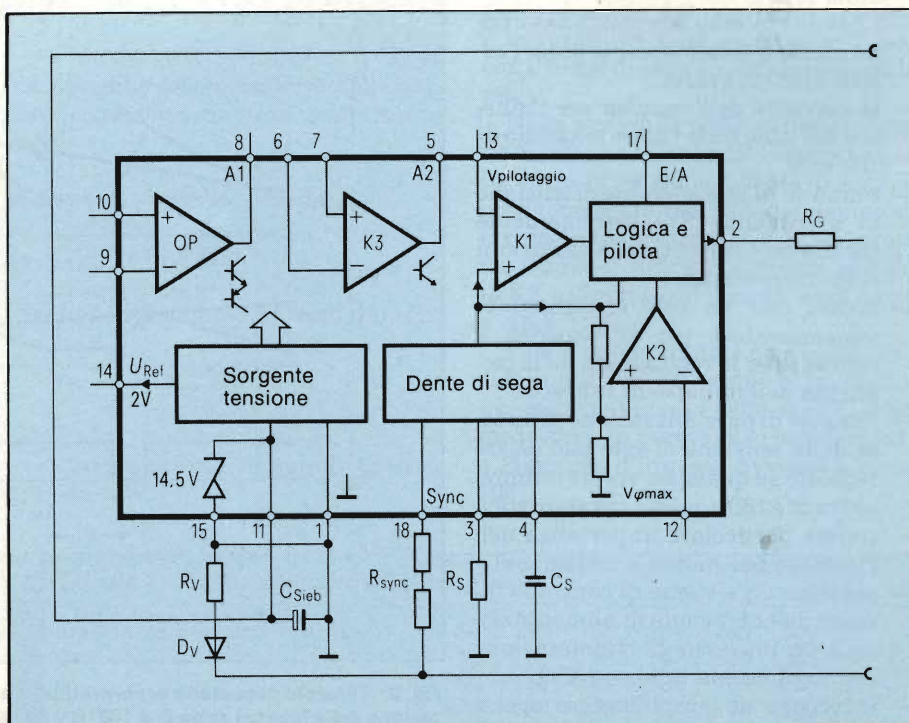



Fig. 1 - Funzioni contenute nel circuito integrato TLB 3101.

tenere sistemi di regolazione efficaci in tutte le circostanze, per cui si era costretti a munirli di una serie di circuiti aggiuntivi che rendevano più complesso e più costoso tutto il sistema di regolazione.

Per questi sistemi di regolazione sono stati introdotti da tempo appositi circuiti integrati (2). L'ultimo in ordine di tempo è il tipo TLB3101 (Siemens) il quale si differenzia dagli altri in quanto oltre a contenere tutte le funzioni richieste da un sistema di controllo della potenza a parzializzazione di fase, incorpora anche un amplificatore operazionale e uno stadio comparatore separati che possono essere impiegati per realizzare sistemi di controllo della potenza ancora più precisi e sofisticati.

Caratteristiche del TLB 3101

Gli impieghi tipici previsti da questo nuovo integrato sono:

- regolazione della velocità dei motori impiegati negli elettrodomestici
- ottimizzazione del cosφ
- regolazione dell'intensità luminosa delle lampade ad incandescenza
- limitazione della corrente di spunto
- regolazione della temperatura nei sistemi di riscaldamento industriali o domestici.

Questo integrato si distingue da integrati analoghi per le seguenti caratteristiche:

- possiede una sola tensione di alimentazione
- può essere alimentato direttamente dalla rete
- i circuiti in esso contenuti assorbono correnti estremamente basse (valore tipico 2,4 mA).
- la corrente dell'impulso per l'innesco del triac ha il valore massimo di 100 mA
- è munito di una sorgente di tensione di riferimento (2V), estremamente stabile nei confronti delle variazioni della temperatura
- lavora con un solo condensatore temporizzatore per la tensione a rampa e per la regolazione della larghezza dell'impulso di innesco
- l'angolo di parzializzazione della fase della tensione di rete può essere regolato su qualsiasi valore compreso tra 5° e 180° (questa caratteristica riveste particolare importanza nell'impiego per motori a induzione)
- possiede un sistema di controllo interno della tensione di alimentazione e un ingresso di commutazione compatibile con la logica TTL
- incorpora un amplificatore operazionale e un comparatore da utilizzare per attuare altre funzioni.

Descrizione delle funzioni contenute nell'integrato TLB 3101

1) *Il generatore del dente di sega o tensione a rampa*

Mediante collegamento esterno del resistore R_s e del condensatore C_s viene prodotta all'interno dell'integrato una tensione a dente di sega, sincronizzata con la rete. Il particolare valore dell'angolo di parzializzazione di fase della tensione della rete desiderato si ottiene confrontando questa tensione a dente di sega con una particolare tensione di pilotaggio (meglio conosciuta come tensione di piedistallo). È il fianco di caduta (impulso di ritorno) di questo dente di sega che stabilisce la larghezza dell'impulso d'innesco applicato allo stadio che pilota il triac.

In particolare, la larghezza dell'impulso di innesco del triac è determinata dal valore che si assegna a C_s. Le funzioni di questo integrato sono interconnesse e strutturate in maniera da fornire per ogni semionda della tensione di rete, un solo impulso di innesco del triac.

In pratica, il valore di C_s sarà il seguente:

$$C_s = 110 \cdot 0{,}2 = 22 \text{ nF}$$

Anche per il calcolo di R_s, i data sheet di questo integrato danno la seguente formula:

$$R_s\,(k\Omega) = \frac{2 \cdot 10^4}{\text{larghezza impulso innesco } (\mu s)}$$

In pratica, quindi, il valore di R_s sarà:

$$R_s = \frac{2 \cdot 10^4}{110} = 182 \text{ k}\Omega \approx 180 \text{ k}\Omega$$

Per la scelta del valore esatto di R_{sync} occorre tener presente due esigenze:

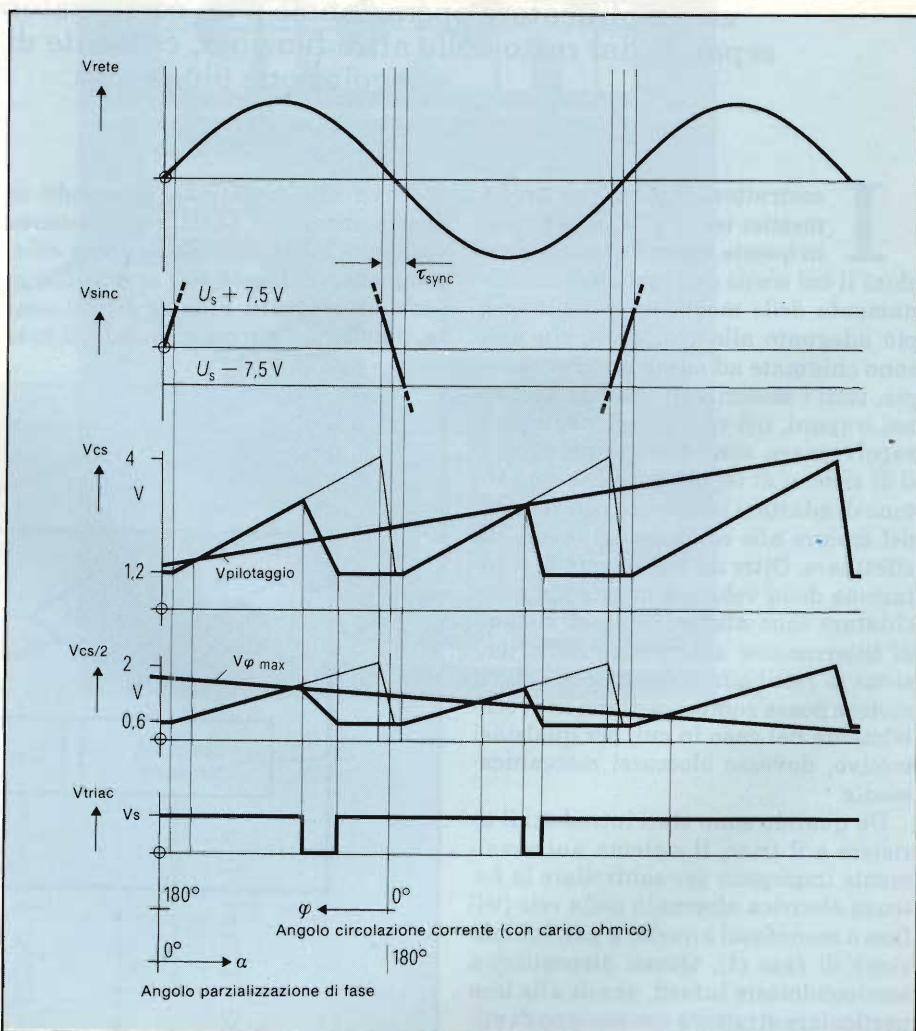



Fig. 2 - Tensioni necessarie per la produzione dell'impulso di innesco V_{Tr}. L'angolo di parzializzazione della fase (φ) va da 0° a 180 °C e viene computato partendo dall'inizio di una semionda della rete. L'angolo di circolazione della corrente (α) è complementare al primo (la loro somma infatti deve dare 180°) e viene computato partendo dalla fine di una semionda della rete.

1) La larghezza dell'impulso di sincronizzazione che deve essere uguale o superiore a,

2 × larghezza impulso innesco × fattore sicurezza

2) τ_{sync} che deve essere uguale o superiore a

$$195\ \mu s\ (R_{sync} \geq 100\ k\Omega)$$

Assegnando alla larghezza dell'impulso di innesco il valore di 110 μs avremo quindi:

$$\tau_{sync} = 2 \cdot 110\ \mu s \cdot 1{,}5 = 330\ \mu s$$

(al fattore di sicurezza si è assegnato il valore di 1,5).

Per R_{sync}, a sua volta, avremo:

$$R_{sync}\ (k\Omega) = \tau_{sync}\ (\mu s) \cdot 2{,}453 - 375$$

E cioè

$$R_{sync} = 330 \cdot 2{,}45 - 375 = 434{,}5\ k\Omega \approx 470\ k\Omega$$

Altri possibili valori per C_s, R_s e R_{sync} sono riportati nella *tabella 1*.

Per il dimensionamento del resistore in serie alla tensione di rete R_v occorrerà per prima cosa, calcolare l'assorbimento complessivo di corrente del circuito integrato. In particolare, occorrerà calcolare la media aritmetica delle correnti assorbite durante un periodo della tensione della rete.

La formula da utilizzare è la seguente:

$$\bar{I}_{tot} = \bar{I}_s + I_{Vref} + \bar{I}_{OP} + \bar{I}_{K3} + \bar{I}_{Tr} + \bar{I}_{sync} + \bar{I}_{ext}$$

Riferita all'esempio d'impiego riportato in *figura 4*, i parametri suddetti assumeranno i seguenti valori:

$$I_{tot} = 3{,}2\ mA + 24\ \mu A + 62\ \mu A + 0 + 0{,}4\ mA + 88\ \mu A + 0 = 3{,}774\ mA$$

A questo punto, il valore di R_v potrà essere calcolato ricorrendo alla seguente formula:

$$R_V\ (k\Omega) = \frac{V_{rete}\ (V) \cdot 0{,}455}{I_{tot}\ (mA)} \times \text{fattore sicurezza}$$

Siccome la tensione della rete può subire cadute nella misura del 15% e le tolleranze dei componenti, in particolare dei resistori, possono ammontare al 10%, il fattore di sicurezza assumerà in pratica il valore di 0,765, valore valido anche nei casi più sfortunati.

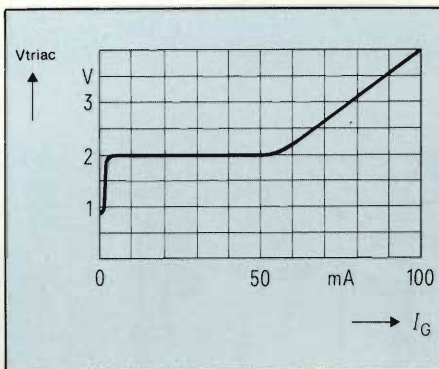



Fig. 3 - Tensione di pilotaggio V_{Tr} in funzione della corrente di gate I_G in un triac.

Pertanto, il valore Rv sarà dato in pratica da:

$$R_v\ (k\Omega) = \frac{V_{rete}\ (V) \cdot 0{,}348}{I_{tot}\ (mA)}$$

e nel nostro esempio avremo:

$$R_V = \frac{220 \cdot 0{,}348}{3{,}774} = 20{,}28\ k\Omega \approx 18\ k\Omega$$

La potenza dissipata nel resistore in serie Rv è data, per funzionamento a mezza onda, dalla seguente formula:

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \hat{V} \cdot \hat{I} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{4}\frac{V^2}{R_v}$$

e cioè,

$$P_v = \frac{(\sqrt{2}\ V_{rete} - V_s)^2}{4\ R_v}$$

Per V_{rete}, V_s e R_v viene scelto il valore che potrebbe essere assunto nelle peggiori condizioni di funzionamento, e cioè:

V_{rete} + 10% = 242 V,
$V_{S\,min}$ = 13 V,
R_V − 10% = 16,2 kΩ

Nel nostro esempio avremo quindi:

$$R_V = \frac{(342 - 13{,}0)^2}{4 \cdot 16200} = 1{,}67\ W$$

Occorrerà prevedere quindi un resistore da 2 W.

Il calcolo del valore del condensatore di livellamento C1 è basato sulla ondulazione residua di rete ammessa sulla tensione di alimentazione, pari a V_{pp} = 0,5 V ($V_{pp\,max} \leq 2V$), ricorrendo, anche in questo caso, ad una formula caratteristica, specificata nei data sheet di questo integrato, e cioè:

$$C1\ (\mu F) = \frac{I_{tot}\ (mA) \cdot 15}{V_{pp}\ (V)}$$

In base agli altri valori impiegati nell'esempio riportato in figura 4 avremo:

$$C1 = \frac{3{,}374 \cdot 15}{0{,}5} = 101{,}22\ \mu F = 100\ \mu F$$

2) *I comparatori K1 e K2*

Il confronto tra la tensione a dente di sega (o tensione a rampa) e la tensione di comando a cui più sopra abbiamo accennato avviene all'interno dei comparatori K1 e K2 rispettivamente. Il comparatore K2 riceve soltanto una tensione a dente di sega dimezzata ($V_{Cs/2}$) in *figura 2*). Il circuito è stato studiato in maniera che predomini quel comparatore nel quale avviene il confronto con un angolo di fase (φ) più grande; in altre parole, prevarrà quel comparatore nel quale la tensione di comando ($V_{pilotaggio}$, $V_{\varphi\,max}$) assumerà, nel campo di regolazione, la porzione maggiore. I diagrammi riportati nella figura 2 indicano chiaramente come la posizione angolare dell'impulso di innesco dipenda dal confronto (o punto d'incrocio) tra $V_{pilotaggio}$ (oppure $V_{\varphi\,max}$) con il dente di sega sincronizzato con la rete.

Nella semionda positiva della tensione di rete (a sinistra nella figura) $V_{\varphi max}$ incontra la tensione a dente di sega in corrispondenza del 60% del campo di regolazione mentre $V_{pilotaggio}$, la incontra a circa il 30%: predominerà pertanto K2, e l'impulso di innesco avrà luogo a circa 110°.

Subito dopo vediamo che $V_{\varphi max}$ coincide con il 30% del campo di regolazione, mentre $V_{pilotaggio}$ cade al 60% della medesima: in questo caso prevarrà K1, e l'impulso d'innesco avverrà a circa 100°.

Tabella 1 - Valori assunti da C_s, R_s e R_{sync}

Larghezza impulso di innesco	50	110	165	235	280	340	µs
C_s	10	22	33	47	56	68	nF
R_s	390	180	120	82	68	56	kΩ
R_{sync}	220	470	820	1000	1200	1500	kΩ

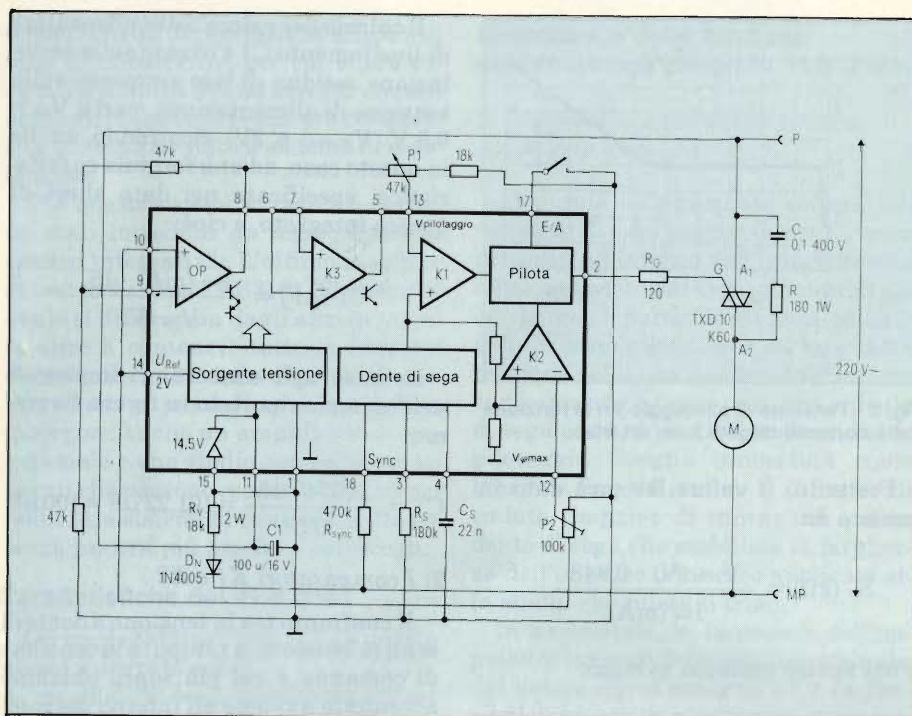



Fig. 4 - Esempio di impiego del TLB 3101 in un sistema di regolazione dei giri nei motori universali.

Nella successiva semionda positiva (a destra nella figura 2), $V_{pilotaggio}$ si trova ad essere al disopra del campo di regolazione; abbiamo quindi prevalenza di K1, e pertanto, non verrà prodotto alcun impulso di innesco.

Dai grafici risulta inoltre che quando predomina $V_{\varphi\,max}$, la larghezza dell'impulso di innesco del triac risulta doppia rispetto all'ampiezza che essa assume quando predomina la tensione $V_{pilotaggio}$.

Applicando all'ingresso $V_{\varphi\,max}$ una tensione di riferimento ridotta sarà possibile ottenere una limitazione dell'angolo di fase entro tutto il campo di regolazione dell'angolo di fase.

Le uscite dei due comparatori (figura 1) vengono successivamente applicate al blocco funzioni "logica e pilotaggio".

3) *Logica e pilotaggio*

Il blocco "logica e pilotaggio" per il comando del triac (figura 1) è messo in funzione dai comparatori K1, K2 e dall'ingresso E/A. Quest'ultimo può accettare segnali a logica TTL, e attraverso ad esso è possibile dar via libera o bloccare gli impulsi di pilotaggio del triac. È dal blocco "dente di sega" che il blocco "logica e pilotaggio" riceve l'informazione riguardante la larghezza che dovrà assumere l'impulso d'innesco del triac. Un sistema di controllo contro eventuali basse tensioni di alimentazione fa in modo che l'uscita dal blocco pilota sia libera soltanto quando la tensione di alimentazione (V_s) dell'integrato ha raggiunto la minima tensione di alimentazione ammessa.

4) *Sincronizzazione*

Attraverso l'ingresso "sync" si provvede a sincronizzare l'angolo particolare di fase con il passaggio per lo zero della tensione della rete. La larghezza dell'impulso di sincronismo deve essere perlomeno doppia di quella dell'impulso d'innesco del triac.

Dimensionamento dei componenti esterni

I componenti esterni richiesti da questo integrato sono i seguenti (*figura 1*):
— il condensatore C_s che serve a stabilire la larghezza dell'impulso d'innesco, ed insieme a R_s serve a produrre il dente di sega sincronizzato con la rete
— i resistori R_{sync} per la sincronizzazione alla frequenza di rete
— il diodo D_v, e la rete R_vC_{Sieb} dai quali si ricava la tensione di alimentazione dell'integrato
— il resistore R_G per la regolazione della corrente di innesco del triac.

Prima di dimensionare i suddetti componenti esterni, il progettista deve fissare la larghezza da assegnare all'impulso di innesco del triac. La larghezza dell'impulso di innesco deve essere tale da instaurare nel triac un valore di corrente superiore al valore della "corrente di aggancio" caratteristica del triac, prima che l'impulso stesso cessi, in quanto, diversamente, il triac ritornerebbe immediatamente nella primitiva condizione di bloccaggio. Se alla larghezza dell'impulso di innesco si assegna il valore di 110 μs, i dati caratteristici di questo integrato dicono che, per calcolare il valore di C_s, occorrerà impiegare la seguente formula:

$$C_s\,(nF) = \text{larghezza impulso innesco}\,(\mu s) \cdot 0{,}2$$

Scelta del triac

Per la scelta del triac occorre ovviamente tener presente la corrente richiesta dal carico e le condizioni di raffred-

Tabella 2 - Dati caratteristici del TLB 3101

Temperatura ambiente	0....70	°C
Tensione di alimentazione V_s	10....30	V
Assorbimento corrente I_s	2,4	mA
Tensione zener (5 mA)	14,5	V
V_{Ref}	2	V
Corrente di sincronizzazione	0,02....3,5	mA
$V_{pilotaggio}$	1,2....4	V
$V_{\varphi max}$	0,6....2	V
Soglia commutazione E/A	1,4	V
Tensione ingresso OP, K3	0....(V_s − 3)	V
Corrente di ingresso OP, K3	0,5	μA
Tensione d'uscita OP (L, 3 mA)	1	V
Tensione di uscita OP (H, 1,5 mA)	V_s − 3	V
Tensione di uscita K3 (L, 20 mA)	1	V
Tensione di uscita per pilota (100 mA)	4	V

damento realizzabili nel particolare impiego.

È possibile per esempio impiegare i seguenti triac:

TXC10K60 avente le seguenti caratteristiche:
$I_{Teff} = 4$ A
$I_{GT} = 50$ mA
$V_{DRM} = 600$ V

oppure

TXD10K60 avente le seguenti caratteristiche:
$I_{Teff} = 8$ A
$I_{GT} = 50$ mA
$V_{DRM} = 600$ V.

Per i tipi di triac sopracitati occorre prevedere, nel campo di temperature superiori o uguali a 25°C, una corrente di innesco di 50 mA. Infatti, per valori di temperatura più bassi (e cioè da 0° a 25°C), la corrente di innesco (I_G) dovrebbe essere aumentata fino a 80 mA.

Una volta nota la corrente di innesco richiesta dal triac, sarà poi possibile calcolare il valore della resistenza di gate R_G ricorrendo alla seguente formula:

$$R_G = \frac{V_s - V_G - V_{TR}}{I_G}$$

nella quale

V_s = tensione di alimentazione (14,5 V tipici)
V_G = tensione di gate I_G
V_{TR} = tensione di pilotaggio che dà I_G (figura 3).

Per concludere, il valore di R_G in pratica sarà:

$$R_G = \frac{14{,}5\text{ V} - 1{,}3\text{ V} - 3{,}1\text{ V}}{0{,}08\text{ A}} \approx 120$$

La rete RC collegata in parallelo al triac dovrà essere dimensionata in maniera che, nel caso di carichi induttivi, sia subito disponibile la corrente di mantenimento richiesta dal triac impiegato. La suddetta rete costituisce anche una forma di protezione nei confronti di eventuali inneschi spuri prodotti da picchi di tensione solitari (elevato valore di dv/dt) prodotti, per esempio, da motori a collettore. I valori consigliati per questa rete sono 0,1 µF/400 V, 150 Ω, 1W).

Bibliografia

(1) L. Cascianini e J.E. Gillian *Sistemi di controllo della potenza da rete trifase/monofase.* **SELEZIONE** di tecniche elettroniche N. 1/1983 pag. 73.

(2) **SELEZIONE** di tecniche elettroniche N. 2/1983 pag. 31

Fig. 5 - Esempio di impiego del TLB 3101 in un sistema di regolazione automatica dei giri per motori universali (il "sensore" della velocità del motore è costituito in questo caso dal generatore tachimetrico TG).

Due applicazioni tipiche

1) *Regolatore dei giri per motori universali*

È riportato in figura 4. I giri del motore possono essere fissati mediante P1. La tensione di alimentazione per l'integrato viene ricavata dalla rete tramite D_N R_V. La tensione Zener viene livellata nella semionda positiva della rete mediante C1.

L'operazionale OP porta la tensione di riferimento (o tensione di piedistallo) da 2 a 4 V; il che consente di utilizzare mediante P1 tutti i valori (più precisamente da 1,2 V fino a 4V) dell'angolo di fase. Il condensatore C_s fissa la larghezza dell'impulso di innesco a 120 µs. Il massimo angolo di circolazione di corrente ammesso (onde evitare un funzionamento a mezza onda) viene adattato mediante P2 a qualsiasi tipo di motore impiegato.

2) *Regolatore automatico di velocità per motori universali*

È riportato in *figura 5* e differisce dal precedente in quanto, grazie alla dinamo tachimetrica è possibile ottenere una velocità fissa indipendentemente dal carico imposto. La tensione alternata fornita dalla dinamo tachimetrica viene raddrizzata mediante un ponte a diodi, livellata e il valore istantaneo così ottenuto, applicato e confrontato con la tensione a dente di sega (sincrona con la rete), nel comparatore K1. L'operazionale OP viene in questo caso utilizzato come stadio separatore (buffer) con amplificazione pari all'unità. È possibile però mediante due resistori adattare il valore di amplificazione alle esigenze di un particolare impiego. La formula da impiegare in questo caso è data da:

$$(A = 1 + \frac{R2}{R1})$$

Il resistore R_T serve per la partizione della tensione, tutte le volte che, con il motore al massimo regime di giri, la tensione tachimetrica raddrizzata dovesse superare 33 V (valore limite per la tensione d'ingresso dell'amplificatore operazionale). In questo caso, per avere sempre il medesimo fattore di livellamento, occorrerebbe ridurre anche il valore di C1. Il numero dei giri viene regolato mediante P1, mentre il massimo angolo di circolazione della corrente viene regolato mediante P2. ■

123456 kOhm
FLUKE

SISTREL
10
anni al servizio dell'elettronica italiana
1972-1982

SISTREL
SOCIETA' ITALIANA STRUMENTI ELETTRONICI S.p.A

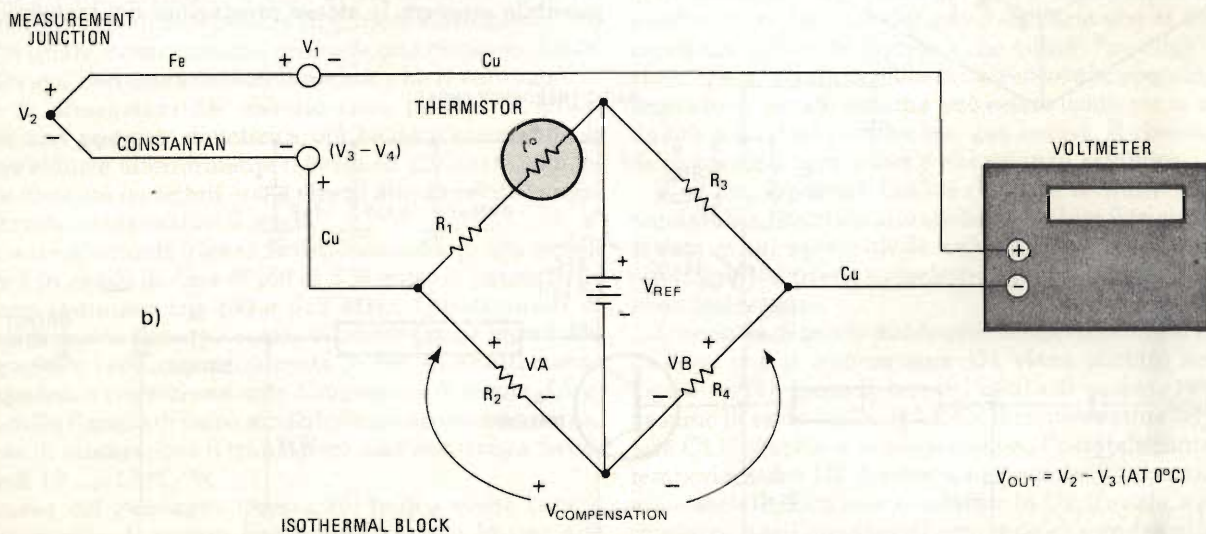
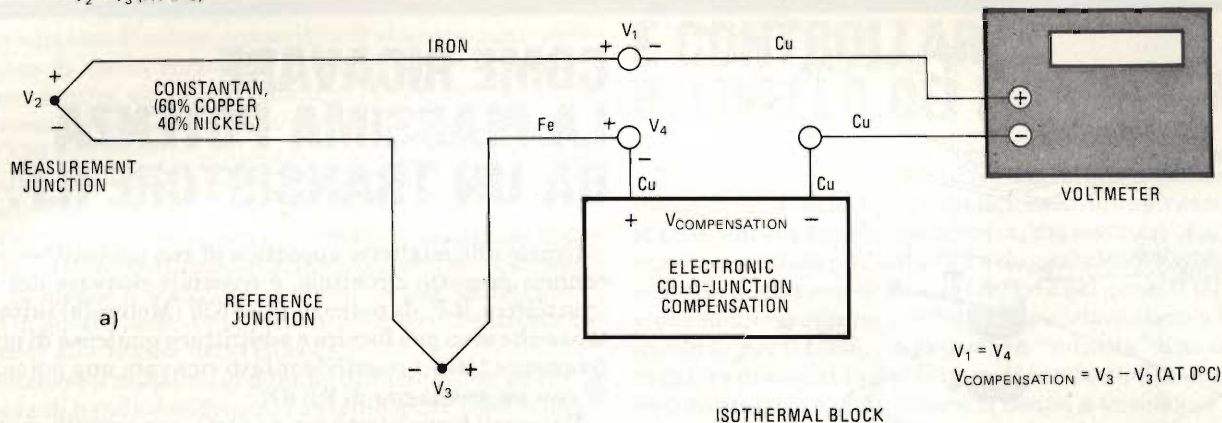
TERMISTORE PER COMPENSARE LE VARIAZIONI DI TEMPERATURA DELLA GIUNZIONE FREDDA DI UNA TERMOCOPPIA

Una termocoppia (o coppia termoelettrica) è formata essenzialmente da due conduttori di differente materiale, (filiforme o a nastro), saldati alle due estremità. Quando i due punti di saldatura si trovano a differente temperatura, per effetto Seebeck, si ha circolazione di una debole corrente. L'effetto diventa più evidente con coppie di metalli opportunamente scelte come platino-platinorodio, ferro-costantana, rame-constantana con nickel ecc.. Le termocoppie vengono utilizzate principalmente per la misura della temperatura.

Quando una termocoppia viene usata per la misura delle temperature occorre che la "giunzione fredda" (e cioè la giunzione di riferimento) venga mantenuta a temperatura costante mediante adeguati sistemi, oppure che le sue variazioni di temperatura vengano compensate mediante opportuni sistemi elettronici. Il sistema di compensazione della giunzione fredda della coppia presentato (a) è basato su questo secondo sistema: in questo caso, la compensazione elettronica delle variazioni in temperatura della giunzione fredda della termocoppia viene effettuata mediante impiego di un termistore di elevata precisione e sensibilità.

Il cuore del sistema sarà pertanto un circuito di precisione a ponte (b), in un ramo del quale è inserito un termistore.

La caratteristica non lineare del termistore viene bilanciata mediante un ponte a resistori nel quale, scegliendo opportunamente i valori di R1 e R2, è possibile fare in modo che l'uscita del ponte compensi quasi del tutto le variazioni della giunzione di riferimento (o giunzione fredda) della termocoppia).

La resistenza serie complessiva di R1 e R2, necessaria per la linearizzazione del circuito a ponte, viene calcolata in base alla seguente equazione:

Questo sistema di compensazione della giunzione fredda (o giunzione di riferimento) di una termocoppia impiegata per la misura della temperatura (a) è basato essenzialmente sul circuito a ponte riportato in (b). R1 e R2 devono essere scelte in maniera che l'uscita del ponte abbia pressapoco lo stesso valore del potenziale della giunzione di riferimento. L'errore introdotto da questo sistema di compensazione delle variazioni di temperatura della giunzione fredda della termocoppia può essere ridotto sostanzialmente nel caso in cui vengono impiegati nel ponte resistori e tensione di riferimento con accuratezza pari a 0,1%.

$$R1 + R2 = \frac{R10R25 + R25R40 - 2R10R40}{R10 + R40 - 2R25}$$

nella quale
R10, R25 e R10 non sono altro che i valori di resistenza del termistore quando questo si trova alle temperature di 10°, 25° e 40° C rispettivamente.

I valori di R1 e R2 calcolati nella maniera sopra descritta fanno sì che la caduta di tensione ai loro capi per temperature comprese fra 10 e 25° C, risultino uguali a quelle ottenute per temperature comprese tra 25 e 40 °C. La sensibilità media alla temperatura potrà allora essere ottenuta calcolando la caduta di tensione ai capi di R1 + R2 per temperature comprese tra 10 e 40 °C. R2 viene scelto in maniera che V_A risulti uguale alla sensibilità della termocoppia.

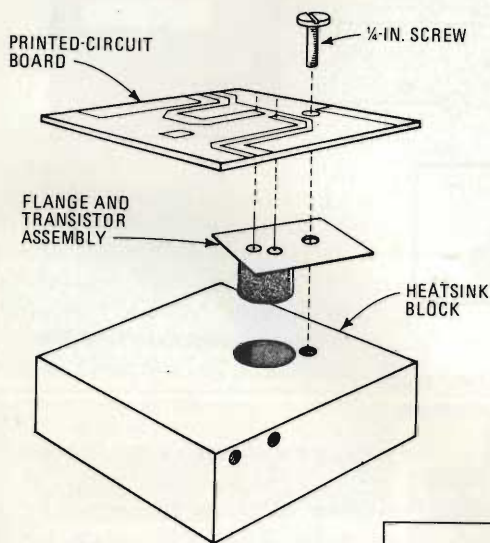
La *tabella 1* riporta i valori di R2 e di R4 validi per i quattro tipi di termocoppie maggiormente impiegati, e nel caso in cui nel circuito a ponte venga impiegata una tensione di riferimento di 1000 V e un termistore di precisione da 10 kΩ. L'elevata sensibilità del termistore impiegato, pari a circa 4%/°C, con accuratezza di ± 0,2 °C, rende possibile una precisa compensazione elettrica senza ricorrere ad alcuna operazione di calibrazione.

Tabella 1 - Valori dei resistori per la compensazione delle giunzioni fredde delle termocopple.

Termocoppia	R2 (± 0,1%)	R4 (± 0,1%)
TIPO E	46,03 Ω	23,66 Ω
TIPO J	39,02 Ω	19,88 Ω
TIPO K	30,51 Ω	15,53 Ω
TIPO T	30,66 Ω	15,86 Ω

Termistore = YSI44006 (18,79 kΩ a 10 °C, 10.00 kΩ a 25 °C; 5,592 kΩ a 40 °)
V_{REF} = 1000 V ± 0,1%, R1 = 7,15 kΩ ± 0,1%; R_3 = 20.0 kΩ ± 0,1%

L'errore di questo sistema di compensazione potrà essere ulteriormente ridotto qualora i resistori usati e la tensione di riferimento del ponte presentino una accuratezza dello 0,1%. Se si riesce a realizzare queste condizioni, l'errore di misura della temperatura, per misure di temperatura comprese tra 10° e 40 °C, risulterà inferiore a ± 0,55 °C.

Electronics - *Harry L. Trietle*, Yellow Springs Instruments Co. E.

COME RICAVARE LA MASSIMA POTENZA DA UN TRANSISTORE R.F.

Grazie alle migliorie apportate al suo contenitore e ad un oculato progetto circuitale, è possibile ricavare dal nuovo transistore R.F. di potenza MRF630 (Motorola) tutta la potenza che esso può fornire e addirittura qualcosa di più. Alle frequenze UHF è possibile infatti ricavare una potenza di 3 W con un guadagno di 9,5 dB.

Da questi transistori a basso costo, con emettitore collegato al contenitore (un TO-39), a sua volta messo a massa, è possibile ottenere le stesse prestazioni dei transistori con

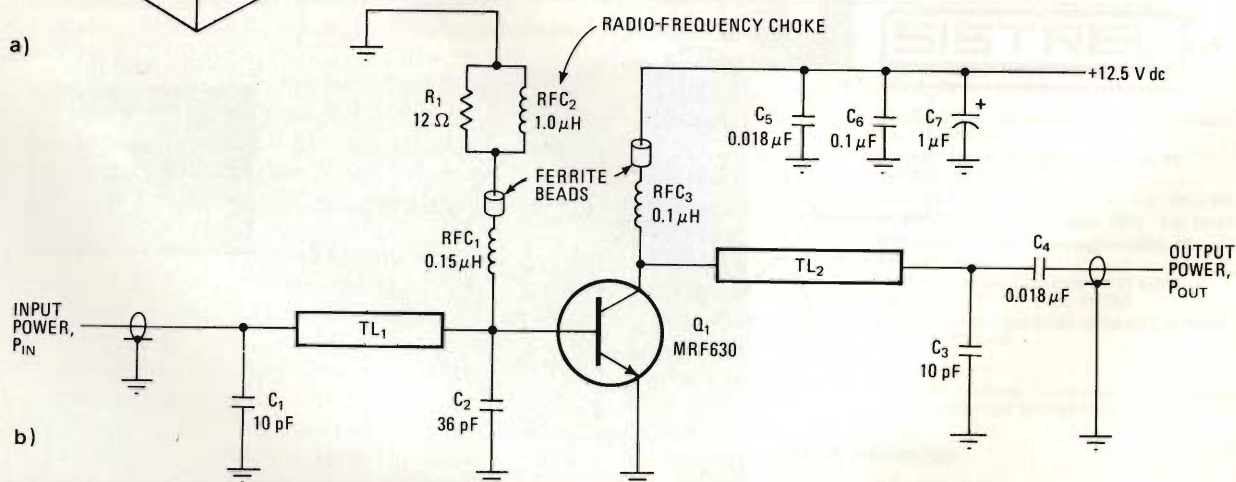



Fig. 1 - Con il montaggio meccanico riportato in (a), il transistore della Motorola MRF630 con contenitore TO-39 (con emettitore collegato a massa) risolve brillantemente i suoi problemi di dissipazione di calore e nello stesso tempo può dare valori elevati di potenza. Per ottenere potenze elevate in funzionamento UHF, l'amplificatore (b) impiega un circuito a parametri distribuiti (strip-line).

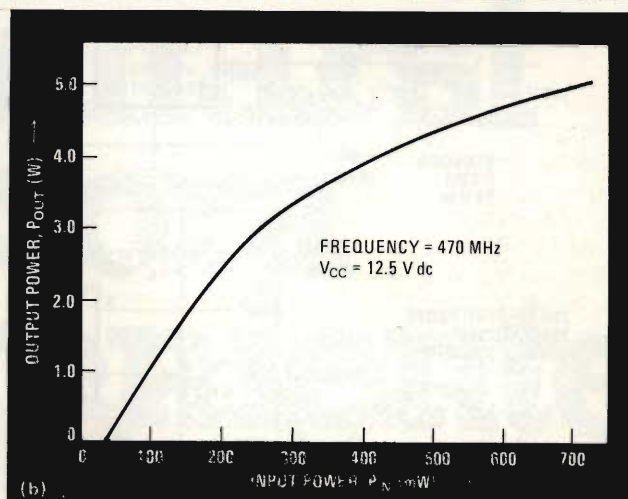
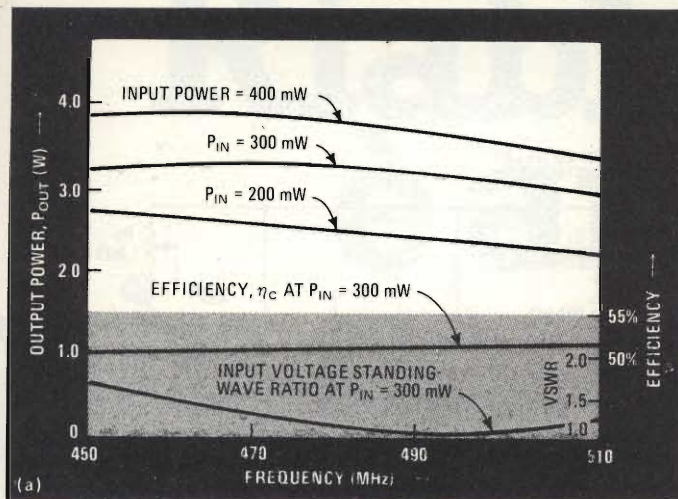



Fig. 2 - Le curve in (a) indicano che questo amplificatore può fornire una potenza di uscita superiore a 3 W anche a frequenze superiori a 490 MHz. La diminuzione del guadagno oltre i 490 MHz può essere ridotta al minimo mettendo bene a punto le reti di adattamento. In (b) è riportata la curva del guadagno (Pout/Pin) quando l'amplificatore lavora a 470 MHz.

terminazioni di emettitore a strip-line. Per ottenere queste prestazioni occorrerà soltanto realizzare un efficace sistema di dispersione del calore. E' il caso come già accennato del transistore di piccola potenza MRF630 che, montato su adatto radiatore di calore, consentirà di ottenere una notevole potenza di uscita entro una banda abbastanza larga.

Per consentire un rapido smaltimento del calore dal cristallo verso l'esterno, occorre saldare sul fondo del contenitore TO-39 una opportuna flangia metallica che verrà fissata direttamente sul dissipatore di calore mediante una o due viti (*figura 1a*).

Questo sistema di montaggio consente di raggiungere due obiettivi: rapido smaltimento del calore, minimo ingombro. Anche la messa a massa del circuito ne trae vantaggio in quanto in questo caso, il contenitore risulta collegato meccanicamente alla massa dello chassis.

Per ottenere il massimo guadagno compatibilmente con la larghezza di banda desiderata, l'amplificatore UHF a larga banda riportato in *figura 1b* è realizzato su circuito a parametri distribuiti. Pertanto, le linee di trasmissione vengono ricavate dal rame di una piastra in fibra di vetro epossidica (G-10) la quale, notoriamente, possiede una costante dielettrica elevata, non costa eccessivamente, e ha il vantaggio di ridurre le dimensioni del circuito (una piastra in teflon avrebbe una costante dielettrica più bassa e costerebbe di più). Per ridurre ulteriormente il costo ed utilizzare componenti facilmente reperibili, nella rete di adattamento vengono utilizzati condensatori a mica.

Le misure effettuate (*figura 2a*) indicano che questo amplificatore è in grado di dare di più di 3 W entro la banda delle frequenze comprese fra 450 e 512 MHz. Questi valori di potenza di uscita possono essere ottenuti anche oltre i 490 MHz qualora vengano ottimizzate le reti di adattamento dell'impedenza rispettivamente d'ingresso e di uscita. L'aggiunta della flangia di rame a cui abbiamo accennato prima, consente di ottenere per il transistore, una resistenza termica di soli 12 ..... 13 °C/W.

La curva del guadagno (*figura 2b*) indica molto bene il comportamento di questo transistore quando lavora alle frequenze più elevate della banda amplificata.

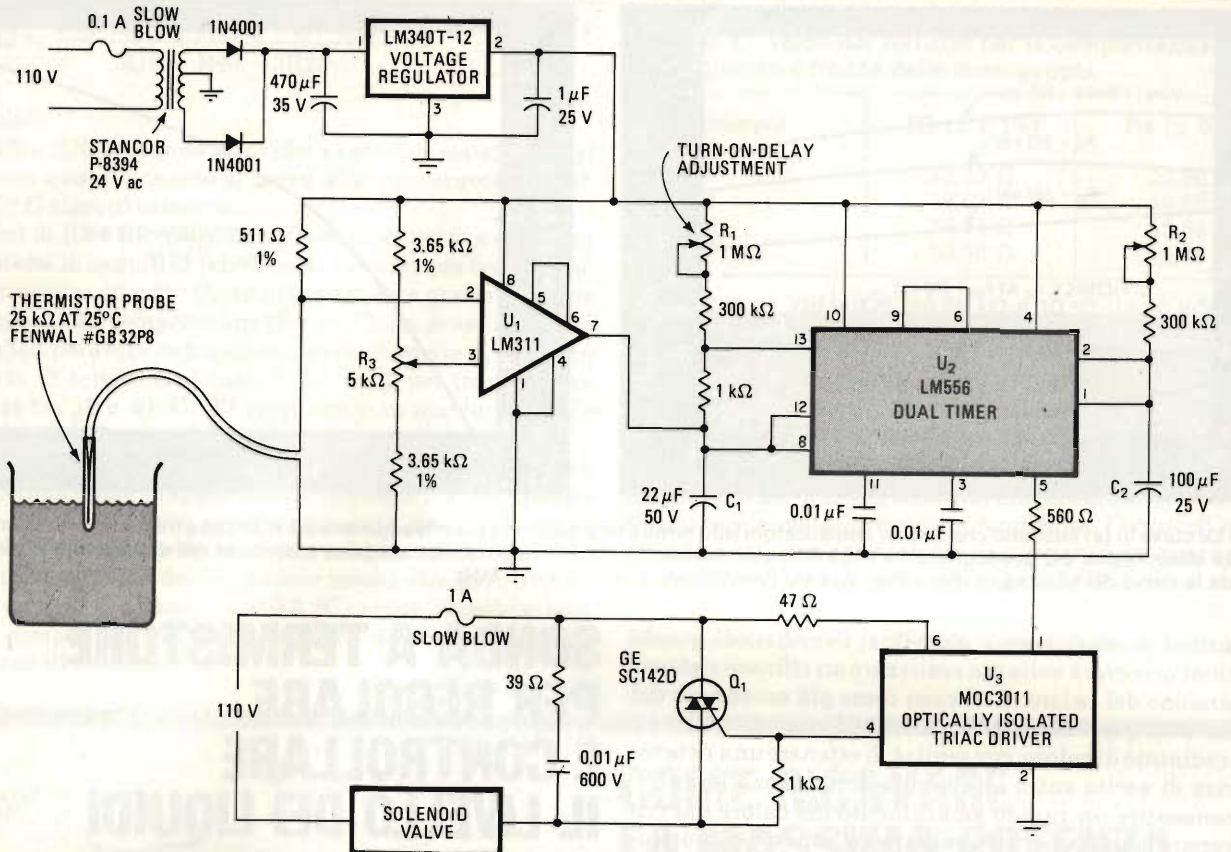
Electronics - *Dan Moline e Dan Bennett*, Motorola Semiconductor Products Sector.

SONDA A TERMISTORE PER REGOLARE E CONTROLLARE IL LIVELLO DEI LIQUIDI

Vari sono i sistemi usati per misurare e controllare il livello di un liquido. Quello maggiormente impiegato sfrutta la differente conducibilità termica, nei confronti di un termistore, presentato dall'aria (o da un gas) che di regola è differente da quella presentata dal liquido nel quale il termistore viene immerso. Quando infatti il termistore viene a trovarsi immerso nel liquido, da esso verrà "estratta" una quantità di calore dipendente dal fattore di conducibilità termica del liquido stesso; quando invece la sonda a termistore si trova al di sopra del liquido, la quantità di calore estratta da esso, generalmente è di valore diverso a causa della differente conducibilità termica del gas o dell'aria che si trova al di sopra del livello del liquido e che quindi "avvolge" il termistore. Data la natura robusta del sensore impiegato e cioè del termistore, questo sistema può essere usato per la misura di liquidi a contatto anche con gas nocivi. Il circuito a valle della sonda a termistore è abbastanza semplice.

E' il doppio timer LM556 (U_2) che fornisce un impulso regolabile e ritardato allo stadio che pilota il triac Q_1 il quale, a sua volta, apre/chiude un'elettrovalvola. Il sistema di pilotaggio del triac è optoelettronico, e pertanto, offre il massimo isolamento.

L'impulso di uscita dal doppio temporizzatore si ha soltanto dopo che il comparatore U1 viene portato nello stato logico ALTO. Quando invece l'uscita di questo operazionale assume lo stato logico BASSO, il condensatore temporizzatore C1 si scarica, e di conseguenza, l'astabile contenuto nel temporizzatore U2 produrrà un impulso di comando per il monostabile anch'esso contenuto in U2, il quale, a sua volta, produrrà quell'impulso di comando che andrà alla fine ad innescare optoelettronicamente il triac Q1.

Il tempo di ritardo dell'entrata in funzione del sistema e la larghezza dell'impulso di comando del triac possono essere regolati mediante i potenziometri R1 e R2 rispettivamente.

La sonda a termistore, quando viene a trovarsi immersa nel liquido, altera la resistenza del termistore in essa incorporato a causa della differente conducibilità termica posseduta dal liquido e dall'aria (o dal gas) ad esso sovrastante. Questa variazione di resistenza viene utilizzata per comandare un circuito di controllo formato dal comparatore U1 e dal doppio temporizzatore U2. L'impulso di uscita del temporizzatore va a sua volta ad azionare un "relè allo stato solido" costituito da U3 e dal triac Q1. Il resistore R3 serve a fissare il punto di riferimento termico per il comparatore U1.

Il punto di riferimento termico del comparatore U1 rispetto alla temperatura ambiente viene fissato mediante un resistore R3.

Il valore ideale di questo resistore, quello cioè che consente la massima immunità nei confronti dei disturbi, si trova a metà strada tra le tensioni fornite dal termistore in condizione di "asciutto" e in condizione di "bagnato".

Electronics - *Leonard Sherman,* National Semiconductor.

Riabbonarsi è ancora più conveniente.

Tutti coloro che rinnoveranno abbonamenti alle riviste JCE entro il 30/4/83 riceveranno **anche**

IL NUOVISSIMO MANUALE DI SOSTITUZIONE FRA TRANSISTORI GIAPPONESI, AMERICANI ED EUROPEI

Si tratta di un utilissimo strumento di lavoro che raccoglie le equivalenze fra le produzioni giapponesi Sony, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi, Sanyo oltre a quelle fra questi e i corrispondenti modelli europei e americani.

Rinnovare l'abbonamento è un affare!

Il libro è anche in vendita; chi desiderasse riceverlo contrassegno, può utilizzare il tagliando d'ordine riportato su questo annuncio.

SE - 3/83

Tagliando d'ordine
da inviare a JCE -
Via dei Lavoratori, 124 -
20092 Cinisello B.
Inviatemi n° .... copie del Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi.
Pagherò al postino l'importo di L. 10.000 per ogni copia + spese di spedizione.

NOME ______________ COGNOME ______________

VIA ______________

CITTA' ______________ Cap. ______________

CODICE FISCALE ______________ DATA ______________

FIRMA ______________

AMPLIFICATORE VHF PER TRASMETTITORI RIPETITORI TV (174 ÷ 230 MHz)

di H. van Hees/L. Cascianini; Philips S.p.A.

Da tempo i costruttori di transistori R.F. di potenza tendono ad incorporare in un unico contenitore due chip di transistori identici, lavoranti in push-pull. Gli accoppiatori ibridi dal canto loro consentono di collegare in parallelo due di questi transistori, e ciò permette di ottenere potenze di uscita relativamente elevate con buoni guadagni e basse perdite.

Presentiamo il progetto completo di un amplificatore di potenza a larga banda da impiegare nei trasmettitori e ripetitori TV che lavorano nella banda III (174-230 MHz). I transistori impiegati sono due BLV 36. Il BLV 36 (come il BLV 25, vedi Selezione N. 12 pag. 30) è un componente bilanciato, un componente cioè che incorpora in un unico contenitore i chip di due identici transistori che verranno fatti lavorare con segnali sfasati di 180°. Il contenitore possiede 8 terminali e "testa" in ceramica.

Questo transistore è stato progettato per lavorare in classe AB.

Ciascun transistore lavora con una corrente di riposo I_{CZ} di 150 mA e tensione V_{CE} di 28 V tra collettore ed emettitore.

Osservazioni generali su questo progetto

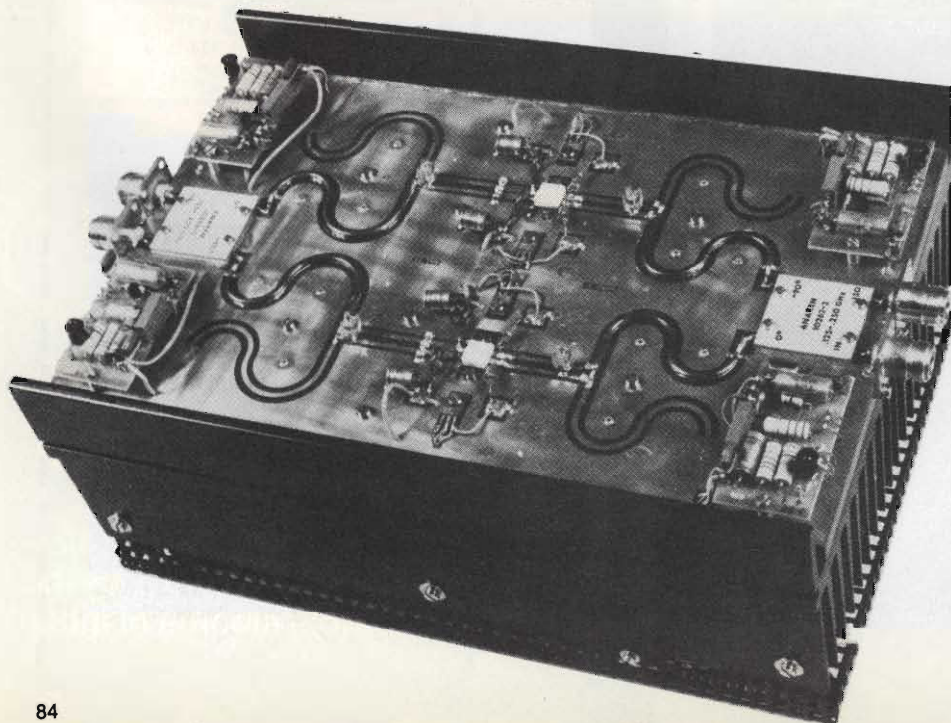
La struttura di principio di questo amplificatore è riportata in *figura 1*. L'amplificatore è formato da due rami simmetrici, in ciascuno dei quali lavora un BLV 36. Questi due rami di amplificazione sono accoppiati all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore completo mediante due accoppiatori ibridi a larga banda, 3 dB. Naturalmente, ogni BLV 36 possiederà due circuiti di ingresso e due circuiti di uscita in quanto, come già detto, il BLV 36 contiene nel suo contenitore due chip di due transistori identici. I due balun L1 e L1' servono a collegare i "porti" *bilanciati* B e C (ovviamente B' e C') a 25 Ω di impedenza, al "porto" sbilanciato A (e ovviamente A') con impedenza di 50 Ω (50 Ω è l'impedenza del cavetto). Lo sfasa-

Prototipo di laboratorio dell'amplificatore VHF di potenza a larga banda lavorante tra 174 e 230 MHz. Le strip-line servono ad adattare l'impedenza del balun (cavetti schermati) alle impedenze rispettivamente d'ingresso e di uscita di ciascun BLV 36 (due transistori). Si noti ai lati di ciascun BLV 36, i due transistori T4 (2 x BD 139) appartenenti al circuito di polarizzazione. Ogni transistore ha bisogno infatti di un suo circuito di polarizzazione.

Fig. 1 - Schema di principio dell'amplificatore a larga banda lavorante tra 174 e 230 MHz con potenza d'uscita di 260 W, realizzato con due BLV 36. Ciascun BLV 36 incorpora nel suo contenitore i chip di due transistori con caratteristiche equivalenti. I due rami dell'amplificatore, ciascuno contenente un BLV 36, vengono collegati in parallelo mediante accoppiatori ibridi 3 dB-90°. Si notino i cavetti schermati semirigidi da 50Ω con funzioni di balun (balanced to unbalanced). R1 = R2 = 50Ω Pyrofilm PPR 515-20-3 o equivalenti. H1 = H2 = accoppiatori ibridi prodotto dalla Anaren tipo 10262-3.

Tabella 1 - Valori del guadagno e delle impedenze di ingresso e di carico alle varie frequenze

Frequenza (MHz)	Guadagno (dB)	Impedenza ingresso (Ω)	Impedenza di carico (Ω)
174	12.23	0.75 + j0.92	2.59 + j0.85
181	12.01	0.83 + j0.99	2.51 + j0.82
188	11.81	0.92 + j1.06	2.43 + j0.78
195	11.63	1.05 + j1.13	2.35 + j0.74
202	11.47	1.21 + j1.19	2.27 + j0.69
209	11.33	1.43 + j1.21	2.19 + j0.63
216	11.21	1.70 + j1.19	2.12 + j0.85
223	11.10	2.04 + j1.04	2.05 + j0.51
230	11.02	2.38 + j0.70	1.97 + j0.44

mento del segnale presente sui punti B e C ammonta a 180°. Ciascun balun è formato da cavetto semirigido da 50 Ω con diametro esterno di 2,2 mm.

L'amplificatore è realizzato su piastra di circuito stampato in fibra di vetro epossidica, ramata da entrambe le facce; lo spessore della piastra è 0,8 mm e la costante dielettrica del materiale (ε_r) è 4,5.

Per poter ottenere il miglior contatto tra lo strato di rame superiore e quello inferiore è stato necessario praticare in vari punti della superficie del circuito stampato, dei fori dentro ai quali sono stati inseriti rivetti saldati successivamente da entrambe le superfici di rame dello stampato. Sempre allo scopo di ottenere il miglior contatto elettrico tra le due superfici di rame, queste sono state unite assieme mediante strisciette di rame applicate lungo tutti i bordi della piastra, e ovviamente saldate su entrambe le superfici della medesima. Infine, nelle zone in cui gli emettitori dei transistori debbono essere messi a massa, si sono dovuti realizzare dei contatti con la superficie sottostante del rame, e cioè con il rame della faccia opposta.

Caratteristiche del BLV 36 lavorante in classe AB

Il punto di lavoro in continua che consente di far funzionare il BLV 36 in classe AB si ha quando V_{CE} = 28 V e la corrente di riposo I_{CZ} = 150 mA, ovviamente, per ciascun chip del BLV 36.

Per una potenza di uscita P_o = 75 W ed una tensione collettore/emettitore

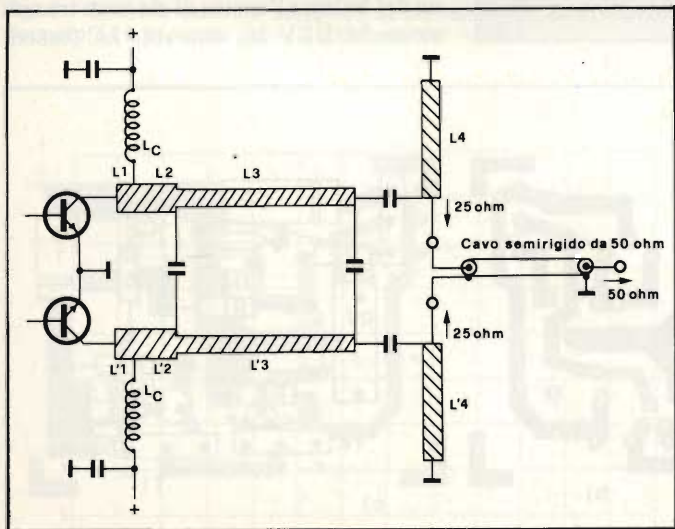



Fig. 2 - Struttura del circuito di uscita di un BLV 36. Le strip-line (reti LC) servono ad adattare 2 x 25Ω simmetrici di impedenza del balun ai valori ottimi dell'impedenza di carico del circuito di uscita di ciascun transistore del BLV 36 (vedi tabella 1).

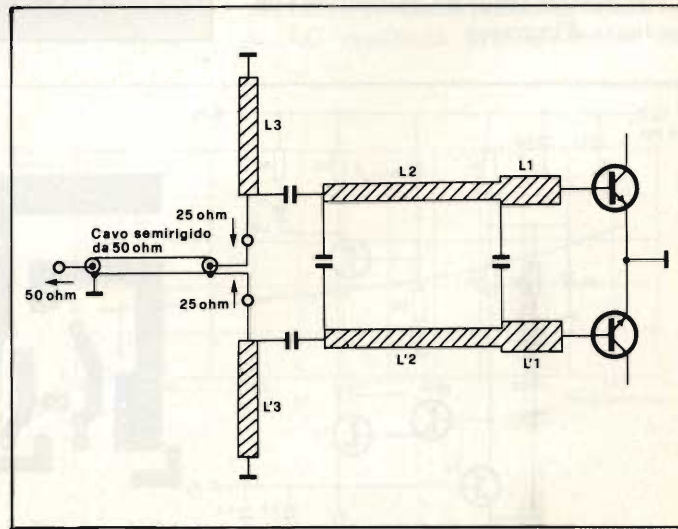



Fig. 3 - Struttura del circuito d'ingresso di un BLV 36. L'impedenza d'ingresso di un BLV 36 (due transistori) deve essere trasformata nei 2 x 25Ω simmetrici che costituiscono il valore della impedenza caratteristica del balun, lato ingresso transistori BLV 36.

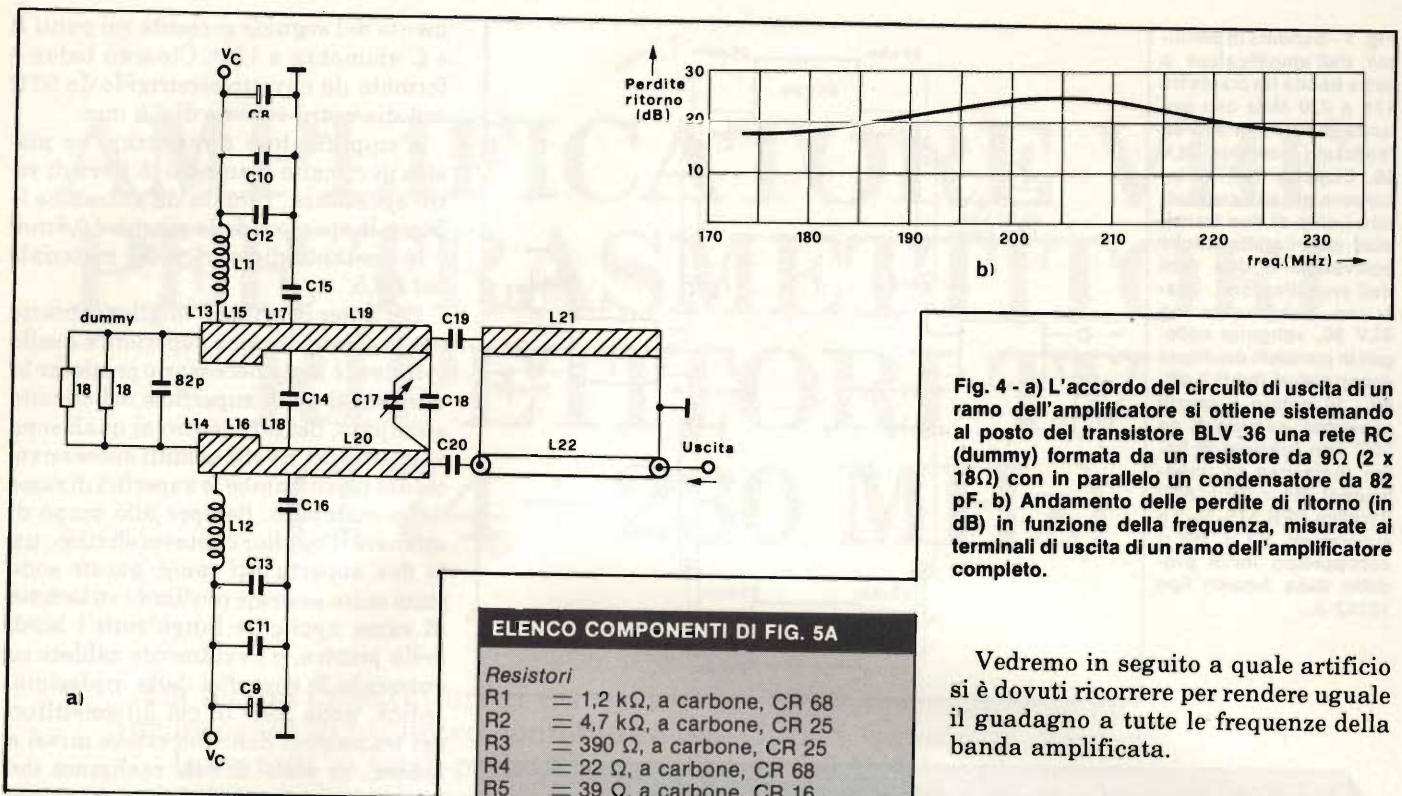



Fig. 4 - a) L'accordo del circuito di uscita di un ramo dell'amplificatore si ottiene sistemando al posto del transistore BLV 36 una rete RC (dummy) formata da un resistore da 9Ω (2 x 18Ω) con in parallelo un condensatore da 82 pF. b) Andamento delle perdite di ritorno (in dB) in funzione della frequenza, misurate ai terminali di uscita di un ramo dell'amplificatore completo.

VCE = 28 V, il guadagno tipico, l'impedenza di ingresso e il valore ottimo dell'impedenza di carico valevole per ciascun transistore del BLV 36 sono riportati nella *tabella 1*.

I valori dei suddetti parametri, sono stati misurati per nove valori di frequenza della banda amplificata. Essi sono stati ricavati impiegando un circuito equivalente funzionante con un segnale di ampiezza notevole.

Dalla tabella si ricava che, via via che aumenta la frequenza, il guadagno e l'impedenza di uscita tendono a diminuire mentre tende ad aumentare l'impedenza d'ingresso.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 5A

Resistori

R1	= 1,2 kΩ, a carbone, CR 68
R2	= 4,7 kΩ, a carbone, CR 25
R3	= 390 Ω, a carbone, CR 25
R4	= 22 Ω, a carbone, CR 68
R5	= 39 Ω, a carbone, CR 16
R6	= 2,2 kΩ, a carbone, CR 68
R7	= potenziometro trimmer da 500 Ω (Philips 2122 350 00045)
R8	= 68 Ω, a carbone, CR 37

Condensatori

C1	= 47 μF/40 V elco, (2222 030 37479)
C2-C4	= 100 nF/250 V, a film metallizzato, (tipo Philips 2222 352 45104)
C3	= 100 μF/40 V, elco, (tipo Philips 2222 031 37101)

Semiconduttori - Varie

T1	= BD 234
T2	= BD 233
T3	= BC 546
T4	= BD 139
D1	= BZX 79 C/6V8
D2	= IN 825
LED	= CQY 94

Vedremo in seguito a quale artificio si è dovuti ricorrere per rendere uguale il guadagno a tutte le frequenze della banda amplificata.

La rete di uscita di un ramo dell'amplificatore

L'impedenza dei 25 Ω bilanciati del balun di uscita (cavetto coassiale) deve essere adattata e trasformata mediante opportuni circuiti in maniera da adattarsi al valore dell'impedenza di carico di ciascun transistore del BLV 36 in accordo con i valori riportati nella tabella 1. Questa trasformazione/adattamento dei 25 Ω dell'impedenza del balun ai valori dell'impedenza di carico (riportati nella tabella 1), si ottiene in pratica inserendo tra la terminazione del balun e l'uscita di ciascun transistore del BLV 36, una rete LC (essen-

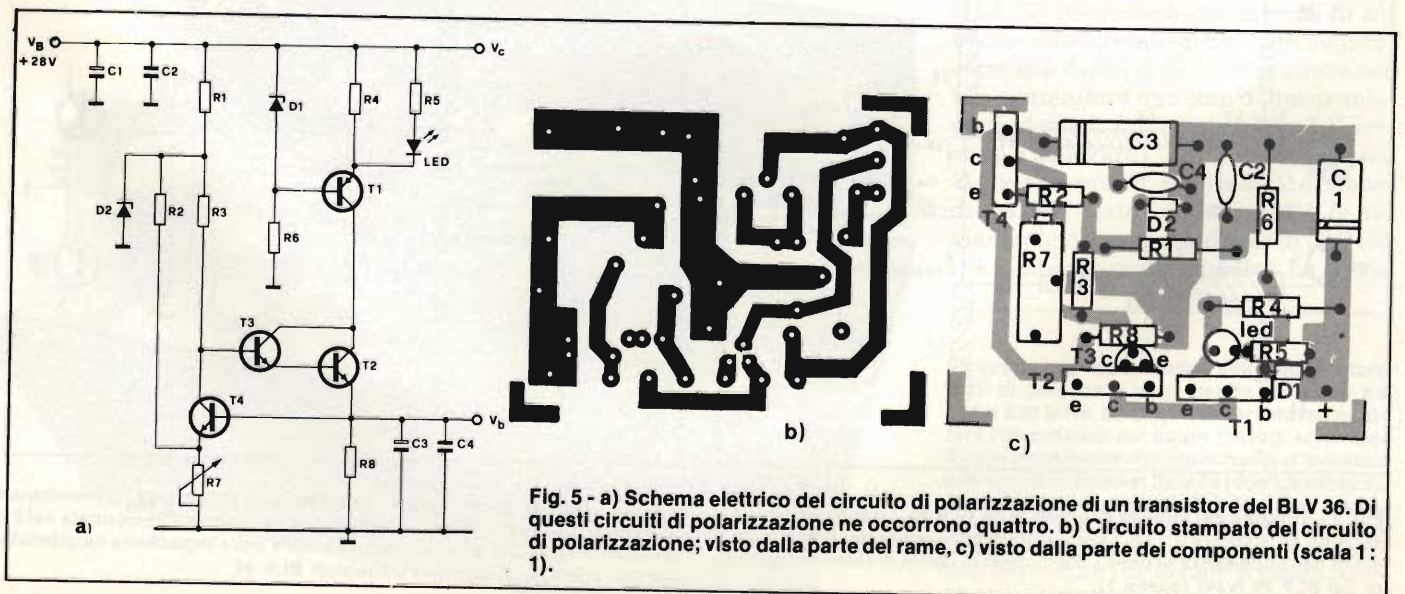



Fig. 5 - a) Schema elettrico del circuito di polarizzazione di un transistore del BLV 36. Di questi circuiti di polarizzazione ne occorrono quattro. b) Circuito stampato del circuito di polarizzazione; visto dalla parte del rame, c) visto dalla parte dei componenti (scala 1 : 1).

zialmente formata da strip-line), calcolata in base alle tabelle di Chebychev, normalmente impiegate per la trasformazione delle impedenze dei filtri (1). Questi valori, calcolati per via teorica, sono stati però successivamente ottimizzati mediante opportuni programmi e computer.

Il BLV 36, essendo un dispositivo bilanciato, (contenente cioè i chip di due transistori identici), avrà ovviamente anche due circuiti di uscita identici aventi tra loro un collegamento di massa virtuale comune.

Quanto detto sopra trova il suo riscontro nella *figura 2*, nella quale, i due "ingressi" del balun a 25 Ω vengono collegati alle due "uscite" del BLV 36, e cioè ai collettori dei due transistori del BLV 36, mediante due reti LC identiche e simmetriche, strutturate per la maggior parte a strip-line.

Sempre riferendoci alla *figura 2*, vogliamo sottolineare il ruolo importante svolto nell'azione di trasformazione dell'impedenza, dalla bobina di alimentazione del collettore (Lc), chiamata "bobina di polarizzazione" di collettore. Questa bobinetta provvede a far prevalere in quel punto la componente immaginaria dell'impedenza. Il cavetto semirigido coassiale da 50 Ω con diametro esterno di 2,2 mm viene saldato *al di sopra* della striscetta di rame (strip-line) L4'.

La rete d'ingresso

Abbiamo visto come i 25 Ω bilanciati di impedenza del balun del circuito d'uscita devono essere trasformati nei corrispondenti valori dell'impedenza di carico di ciascun transistore del BLV 36 come specificato nella tabella 1. Tale adattamento viene realizzato come già detto mediante le strip-line realizzate tra i collettori dei due transistori e gli ingressi simmetrici del balun.

Un discorso analogo vale per i circuiti d'ingresso dei due transistori che formano il BLV 36. In questo caso, è l'impedenza d'ingresso di ciascun transistore del BLV 36 che va trasformata, (secondo i valori specificati nella tabella 1), nei 25 Ω simmetrici del balun presente nel circuito di ingresso.

Dalla tabella sopramenzionata risulta che anche il guadagno varia al variare della frequenza: infatti, a 174 MHz, il guadagno è 12,23 dB, all'altro estremo, e cioè a 230 MHz, è 11,02 dB. Questa differenza di 1,2 dB nel guadagno tra le frequenze estreme della banda amplificata deve essere però assolutamente eliminata.

Ciò si ottiene introducendo un certo grado di disadattamento in corrispondenza delle frequenze basse della banda amplificata, disadattamento che, producendo una certa perdita di guadagno, consentirà di ottenere una uniformità di guadagno entro tutta la banda delle frequenze in gioco. Il sistema di diminuire il guadagno di un amplificatore r.f. introducendo, a determinate frequenze, un certo disadattamento di impedenza è spiegato molto dettagliatamente nell'articolo di cui si fa riferimento nella bibliografia (IEE Transactions).

Anche nel circuito d'ingresso, l'adattamento dell'impedenza di ingresso di ciascun transistore del BLV 36 al valore caratteristico di impedenza di 25 Ω del balun si ottiene realizzando una rete LC costituita principalmente da

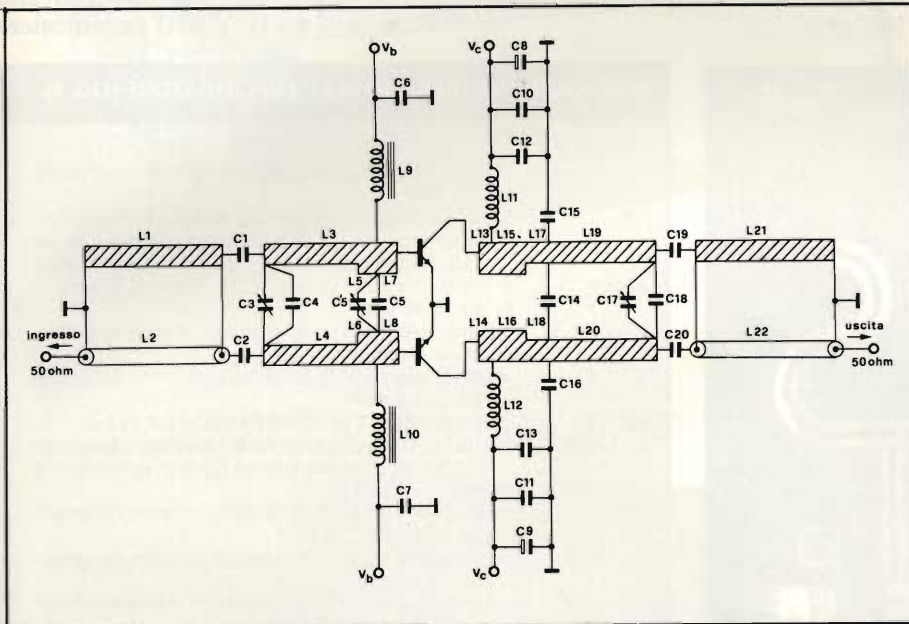



Fig. 6 - Schema elettrico completo di un ramo (un BLV 36) dell'amplificatore completo (formato da 2 BLV 36). Icz = 2 x 150 mA VCE = 28 V

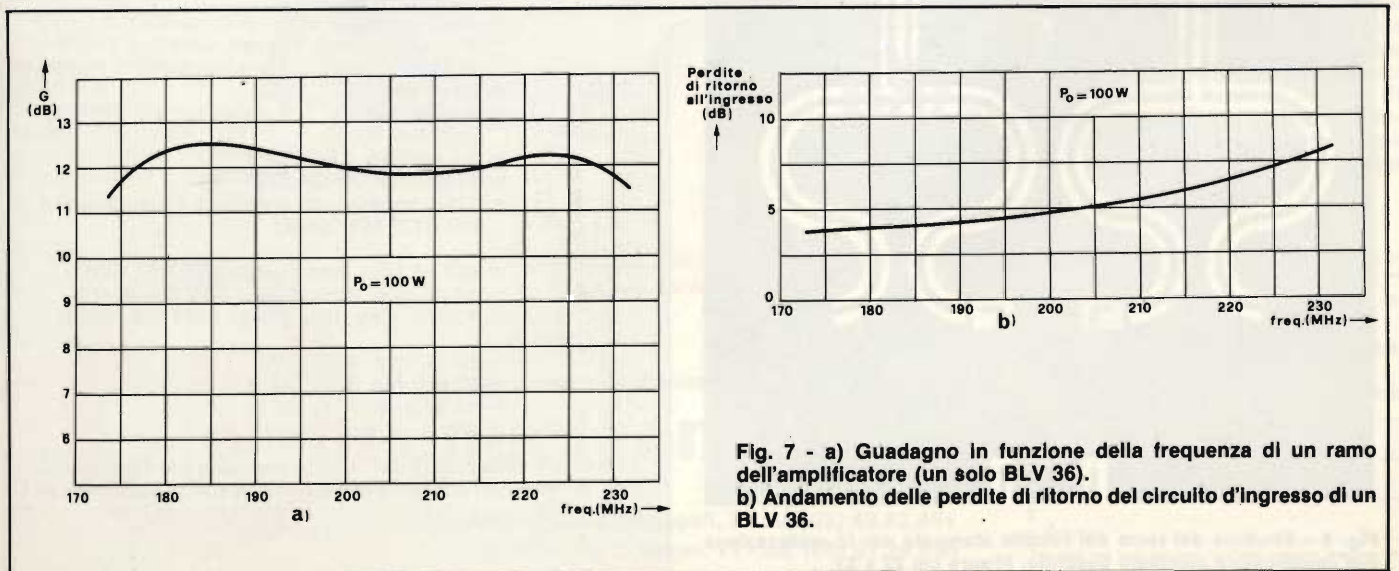



Fig. 7 - a) Guadagno in funzione della frequenza di un ramo dell'amplificatore (un solo BLV 36).
b) Andamento delle perdite di ritorno del circuito d'ingresso di un BLV 36.

strip-line, ottimizzate mediante calcoli computerizzati. La *figura 3* riporta il circuito d'ingresso di un BLV 36, che come si vede, in realtà comprende gli ingressi dei due transistori che formano il BLV 36. Anche in questo caso, il cavetto coassiale semirigido da 50 Ω, con diametro esterno di 2,2 mm, è stato adagiato e saldato al disopra della strip-line L3' (nel circuito d'uscita, con identico cavetto era stato saldato al di sopra della stripline L4').

Messa a punto dell'amplificatore

1) *Accordo del circuito di uscita*

Nei paragrafi precedenti, abbiamo sottolineato la necessità che le impedenze dei circuiti d'ingresso e di carico dei due transistori contenuti nel BVL 36 corrispondano ai valori specificati, per ogni frequenza, nella tabella 1. Questo adattamento, realizzato mediante strip-line, era reso necessario dalla presenza del cavetto coassiale semirigido (con impedenza di 25 Ω dal lato sbilanciato) presente all'ingresso e all'uscita di ciascun BLV 36. Questi cavetti (con funzione di balun) sono richiesti a loro volta, dalla presenza dei due accoppiatori ibridi sistemati all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore. Questi accoppiatori ibridi, come è noto, oltre a consentire di collegare in parallelo due BLV 36 allo scopo di ottenere il valore di potenza richiesto, permettono innanzittutto di assorbire l'energia riflessa (e cioè le perdite di ritorno) introdotte da quel po' di disadattamento prodotto artificialmente per appiattire il guadagno come appunto già spiegato.

Per dare la massima potenza, ciascun BLV 36 deve "vedere" dalla sua uscita quel valore ottimo dell'impedenza di carico specificato per le varie frequenze nella tabella 1. In pratica, l'accordo del circuito di uscita si ottiene mettendo al posto del BLV 36 un carico fittizio (dummy) formato da un resistore e da un condensatore in parallelo. Questa rete RC costituirebbe il coniugato complesso del valore ottimo dell'impedenza di carico.

L'accordo del circuito viene effettuato e continuato fino ad ottenere sui terminali d'uscita un valore minimo di riflessione. I valori pratici assegnati ai componenti di questa dummy (saldata tra i punti di collegamento dei due collettori), sono stati calcolati in 9 Ω/82 pF.

Nella *figura 4a* è riportato il circuito d'uscita di un BLV 36 (l'amplificatore

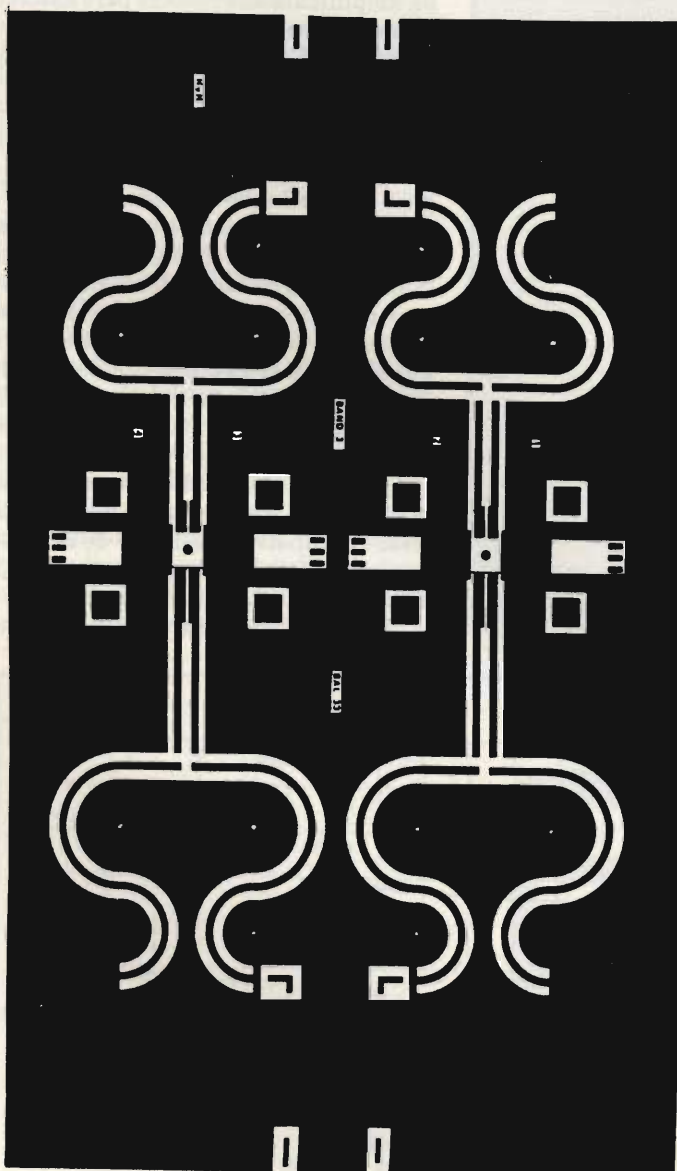



Fig. 8 - Struttura del rame del circuito stampato per la realizzazione dell'amplificatore completo descritto. Misure cm 22 x 33.

COMPONENTI DI UN RAMO DELL'AMPLIFICATORE (FIG. 6).

L1	= 41Ω, strip-line, larghezza = 2 mm: lunghezza 101 mm
L2	= cavo coassiale semirigido da 50Ω, d = 2,2 mm, lunghezza = 101 mm, saldato su strip-line da 41Ω, larghezza = 2 mm, lunghezza = 101 mm
L3-L4	= strip-line da 41Ω, larghezza = 2 mm, lunghezza = 30 mm
L5-L6	= strip-line da 31Ω, larghezza = 3 mm, lunghezza = 5 mm
L7-L8	= strip-line da 31Ω, larghezza = 3 mm; lunghezza = 4,4 mm
L9-L10	= choke da 0,1 μH (Philips tipo 4322 057 01071)
L11-L12	= 15,1 nH; 1 avvolgimento di filo dirame smaltato Ø1,5 mm, diametro interno 8,3 mm, terminali = 5 mm
L13-L14	= strip-line da 31Ω, larghezza = 3 mm, lunghezza = 3 mm
L15-L16	= strip-line da 31Ω, larghezza = 3 mm, lunghezza = 12,5 mm
L17-L18	= strip-line da 41Ω, larghezza = 2 mm, lunghezza = 3 mm
L19-L20	= strip-line da 41Ω, larghezza = 2 mm, lunghezza = 34 mm
L21	= strip-line da 41Ω, larghezza da 2 mm, lunghezza = 113 mm
L22	= cavo coassiale semirigido da 50Ω, d = 2,2 mm; lunghezza = 113 mm, saldato su strip-line da 41Ω, larghezza = 2 mm, lunghezza = 113 mm.
C1-C2	= 30 pF chip, ATC 100 B
C3-C17	= 2-18 pF trimmer con dielettrico a film (Philips 2222 809 05003)
C4	= 6,2 pF chip, ATC 100 B
C5	= 91 pF chip, ATC 100 B
C5	= 1, 5-9 trimmer con dielettrico a film (tipo Philips 2222 809 05002)
C6-C7-C12-C13	= 680 pF chip (tipo Philips 2222 852 13681)
C8-C9	= 47 μF elco, (tipo Philips 2222 030 37479)
C10-C11	= 100 nF, chip (tipo Philips 2222 854 48104)
C14-C19-C20	= 56 pF chip, ATC 100 B
C15-C16	= 82 pF chip, ATC 100 B
C18	= 15 pF chip, ATC 100 B

Il materiale della piastra del circuito stampato è di fibra epossidica in vetro con spessore di 0,8 mm e costante dielettrica (ε_r pari a 5,5).

Oscilloscopi Gould la qualità che diventa tradizione

Il nuovo oscilloscopio **OS300** è la più recente conferma dell'impegno e della tradizione GOULD: costruire oscilloscopi di alta qualità ed elevata affidabilità a prezzi contenuti. Derivato dal modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, il nuovo OS300 offre prestazioni ancora più spinte: □ banda passante **DC-20 MHz** □ elevata sensibilità **2 mV/cm** su entrambi i canali □ schermo 8x10 cm con nuovo fosforo ad alta luminosità □ sincronismo TV automatico □ somma e differenza dei canali □ base dei tempi variabile da 50 ns/cm a 0,2 sec/cm □ x-y □ leggero (5,8 Kg) e compatto (140x305x460 mm).

20 MHz

Lire 895.000*completo di 2 sonde - consegna pronta

Il modello **OS3500** offre una banda passante **DC-60 MHz** e sensibilità **2 mV/cm** su tutta la gamma □ ha **tre canali d'ingresso** con trigger-view □ trace separation □ doppia base dei tempi □ trigger hold-off □ multimetro opzionale DM3010

60 MHz

Il modello **OS3600** offre prestazioni eccezionali che lo pongono ai livelli più elevati della sua categoria: banda passante **DC-100 MHz** □ 3 canali d'ingresso con trigger-view □ trace separation □ sensibilità 2 mV/cm □ 16 KV EHT □ doppia base dei tempi □ trigger hold-off □ multimetro opzionale DM 3010 per misure accurate di ampiezza, intervalli di tempo e frequenza.

100 MHz

Tutti i modelli hanno consegna pronta e sono garantiti 2 anni

*Gennaio 83 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 2.100 ±2%

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

elettronucleonica S.p.A. SE - 3/83

Desidero

□ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello ____________

□ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello ____________

Nome e Cognome ____________

Ditta o Ente ____________

Indirizzo ____________

ADW studio

Fig. 9 - Andamento del guadagno in funzione della frequenza nell'amplificatore completo.

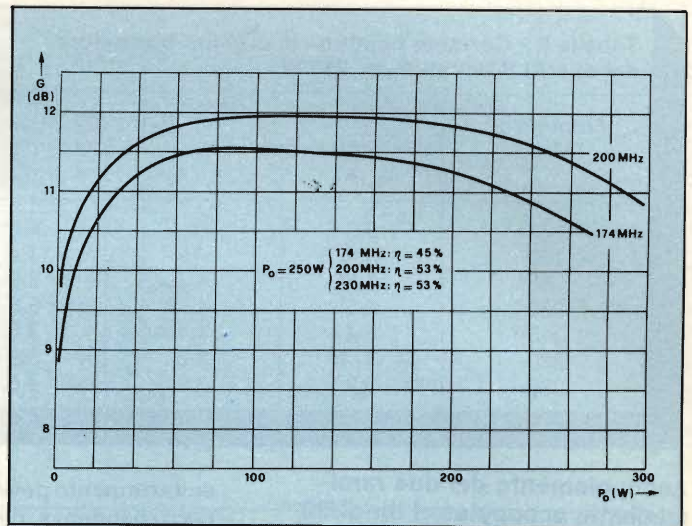



Fig. 10 - Andamento del guadagno in funzione della potenza di uscita dell'amplificatore completo. Potenza d'uscita = 250 W rendimento a 184 MHz = 45%, a 200 MHz = 53%, a 230 MHz = 53%.

completo è formato da 2 di questi rami siffatti), nel quale, al posto del BLV 36, è stata saldata la rete RC formata da un resistore da 9 Ω (in pratica 2 x 18Ω in parallelo) con in parallelo un condensatore da 82 pF. In b) si può vedere il risultato della misura, e più precisamente, le perdite di ritorno rilevate ai terminali d'uscita in funzione della frequenza del segnale.

2) *Accordo del circuito d'ingresso*

Dopo aver accordato il circuito d'uscita, il dummy viene sostituito dal transistore BLV 36. Il punto di lavoro dei due transistori di un BLV 36 (I_{CZ} = 150 mA V_{CE} = 28 V) viene ottenuto mediante un circuito separato che fornisce questi valori di polarizzazione, (si tenga presente che ciascun transistore di un BLV 36 deve avere un suo circuito di polarizzazione separato). La *figura 5a*, riporta lo schema di un siffatto circuito nonchè la configurazione del relativo circuito stampato b) e c).

L'uniformità del guadagno di un ramo dell'amplificatore completo si ottiene abbastanza facilmente accordando il circuito d'ingresso. Ciò si ottiene mediante il sistema classico a vobbulazione di segnale.

La *figura 6* riporta il circuito formato da un BLV 36, (contenente 2 transistori) di un ramo dell'amplificatore. L'amplificatore completo, come abbiamo riferito all'inizio, è formato da due siffatti rami, collegati in parallelo mediante accoppiatori ibridi. La *figura 7a* ci fà vedere l'andamento del guadagno di un ramo di questo amplificatore in funzione della frequenza (la potenza di uscita P_o è 100 W). La *figura 7b* riporta invece le perdite di ritorno riscontrate all'ingresso in funzione della frequenza (la potenza d'uscita P_o è 100 W).

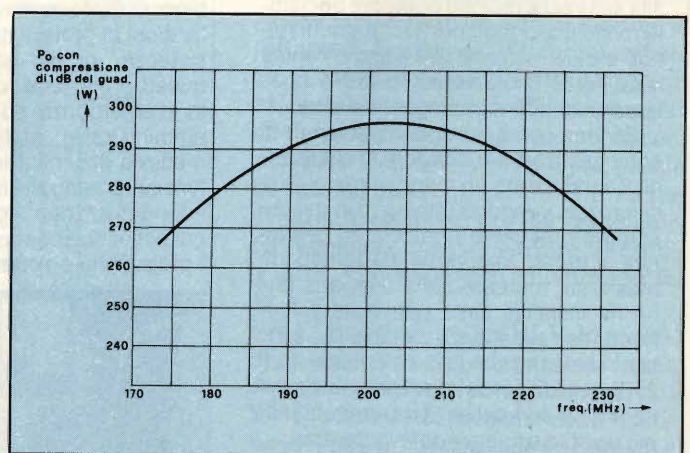
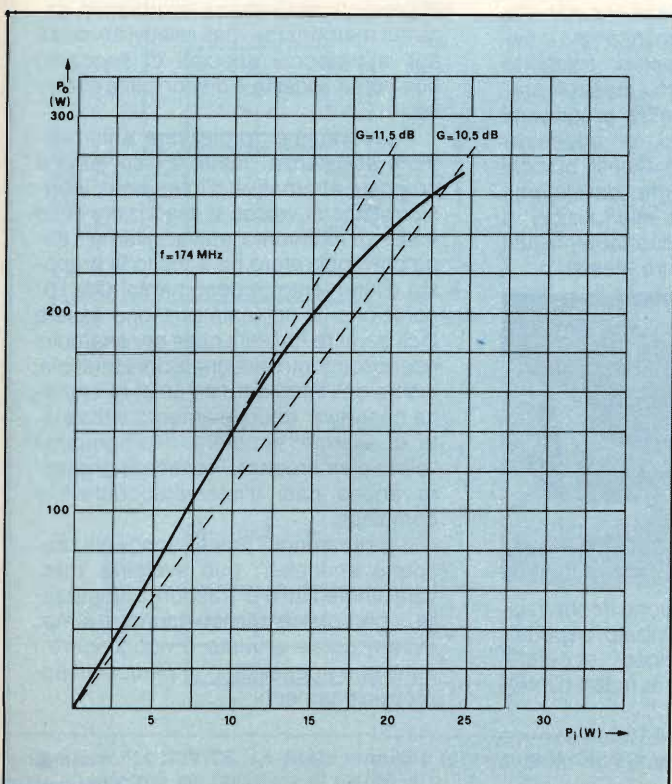



Fig. 12 - Potenza di uscita con compressore di 1 dB del guadagno.

IMPORTANTE

A richiesta la redazione può fornire la pellicola del circuito stampato della piastra di figura 8 inviando l'importo di L. 6.000 + L. 2.000 per spese di spedizione.

← Fig. 11 - Potenza d'uscita in funzione della potenza d'ingresso.

Tabella 2 - Corrente continua in ciascun transistore dei due BLV 36 con $P_o = 250$ W

Frequenza (MHz)	$P_o = 250$ W			
	I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)	I_4 (A)
174	5.3	5	4.6	5.6
180	5.4	4.9	4.4	5.3
190	5.2	4.7	3.9	4.8
200	4.8	4.5	3.6	4.4
210	4.4	4.1	3.6	4.1
220	4	3.9	3.9	4.2
230	3.9	3.9	4.5	4.6

Accoppiamento dei due rami mediante accoppiatori ibridi/90°

Abbiamo visto in precedenza cosa occorre fare per accordare nel migliore dei modi (allo scopo di ridurre al minimo le perdite di ritorno ai terminali d'ingresso e di uscita), i circuiti rispettivamente d'ingresso e di uscita di un ramo di questo amplificatore. Abbiamo già detto come l'uniformità del guadagno entro tutta la banda amplificata si ottenga introducendo un certo disadattamento nel circuito d'ingresso (dalla tabella 1 si vede come questo disadattamento deve essere introdotto in corrispondenza delle basse frequenze della banda amplificata, in quanto qui si registrano i maggiori valori di guadagno). Questo disadattamento mentre da un lato contribuisce a livellare la risposta in guadagno dell'amplificatore, introduce dall'altro delle perdite di ritorno che *debbono* essere eliminate. A ciò provvedono appunto gli accoppiatori ibridi 3 dB-90°, sistemati all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore completo formato cioè da due BLV 36; questi accoppiatori oltre a consentire di avere una potenza di uscita notevole, provvedono innanzitutto ad assorbire le perdite introdotte dal disadattamento. In pratica, infatti, questi accoppiatori ibridi (H1 e H2 in *figura 1*) riducono di 20 dB le perdite di ritorno suddette. La potenza riflessa prodotta dal disadattamento viene assorbita, negli accoppiatori ibridi, dal resistore di terminazione di 50 Ω applicato al "porto" isolato (R1 e R2 in figura 1) dell'accoppiatore stesso.

La *figura 8* riporta la piastra del circuito stampato dell'amplificatore/completo.

Misure effettuate

In *figura 9* si può vedere l'andamento del guadagno (in dB) in funzione della frequenza (Megaherz) per tre livelli di potenza d'uscita. In *figura 10* è indicato l'andamento del guadagno in funzione della potenza d'uscita per differenti valori di frequenza. Il rendimento di collettore è superiore al 45%.

La *tabella 2* indica l'assorbimento in corrente di ciascun transistore ad una potenza d'uscita di 250 W per differenti valori di frequenza. Questi valori sono stati misurati con un misuratore di corrente munito di sonda di corrente continua (clip-on), HP 428B.

Calcolatore gestionale di pronto intervento

In caso d'incendio o di particolari situazioni d'emergenza, i reparti preposti alla sicurezza devono prendere decisioni molto importanti nel giro di pochi minuti e cioè, determinare il tipo e l'entità delle forze d'intervento, stabilire quali apparecchiature impiegate ed altre.

Per non oberare troppo il personale di sorveglianza e per svolgere le operazioni di servizio con un maggior margine di sicurezza, vengono impiegati in misura sempre crescente i calcolatori gestionali di pronto intervento, da tempo immessi sul mercato dalla Siemens che ne ha installati circa una cinquantina. Forte dell'esperienza acquisita, sono stati realizzati i nuovi calcolatori ELR 2100, validi per le piccole e le grandi centrali di sorveglianza ed adattabili alle più diverse esigenze delle organizzazioni di sicurezza.

L'hardware ed il software dei nuovi calcolatori ELR 2100 sono stati relizzati in formato modulare, e ciò consente di ampliare il sistema anche in un secondo tempo senza dover apportare modifiche fondamentali. L'unità centrale, alloggiata in un contenitore alto quanto una scrivania, può essere ampliata da 256 a 1024 Kbyte; c'è anche la possibilità di collegare fino a 12 videoterminali per posti di sorveglianza, raccolta dati eccetera.

Particolarmente importante è il software modulare, offerto sotto forma di blocchi di programmazione orientati alle funzioni di protezione antincendio e assistenza, pronto soccorso, trasporto malati, protezione contro catastrofi, stato d'emergenza ed inoltre programmi amministrativi, statistici, di addestramento e di simulazione. Questi blocchi funzionali vengono integrati dal sistema informativo (non legato alle funzioni) a cui possono accedere direttamente tutti i programmi e l'operatore stesso.

Questo sistema contiene informazioni su personale specializzato, ospedali, medici, merci pericolose, eccetera, nonché dati su località e mezzi d'intervento.

Così nell'archivio dati locale avremo tutte le indicazioni stradali con relative descrizioni come numero e vie d'accesso, mentre nell'archivio dati dei mezzi d'inervento del sistema informativo, saranno memorizzati i dati relativi ai veicoli agli apparecchi speciali di soccorso con nome, località e disponibilità effettiva.

Il programma "protezione antincendio e assistenza" mette a disposizione proposte alternative d'intervento, tabulati relativi ai veicoli e descrizioni delle misure d'intervento, attiva l'allarme (dopo che l'operatore ha accolto la proposta d'intervento) e documenta tutta l'operazione. A richiesta possono essere incluse altre funzioni quali per esempio: riconoscimento d segnalazioni multiple, inoltro dell'intervento ad un'altra stazione operativa, accoppiamento dello stato di allarme, eccetera. Il programma "stato d'emergenza" consente di gestire anche casi d'intervento difficili e complessi.

Il programma "pronto soccorso: trasporto ammalati" può svolgere interventi immediati o di trasporto, ottimizzare i percorsi e quindi ridurre i tempi, evitare corse a vuoto o riconoscere i punti che necessitano di particolari approvvigionamenti. ■

La *figura 11* indica l'andamento della potenza di uscita in funzione della potenza d'ingresso alla frequenza di 174 MHz. Il punto di "compressione" di 1 dB del guadagno si verifica ad una potenza d'uscita di circa 270 W. In *figura 12* è riportata la potenza di uscita con compressione di 1 dB di guadagno per alcune frequenze della banda amplificata. Una compressione del guadagno molto accentuata ha luogo a 174 MHz.

Conclusione

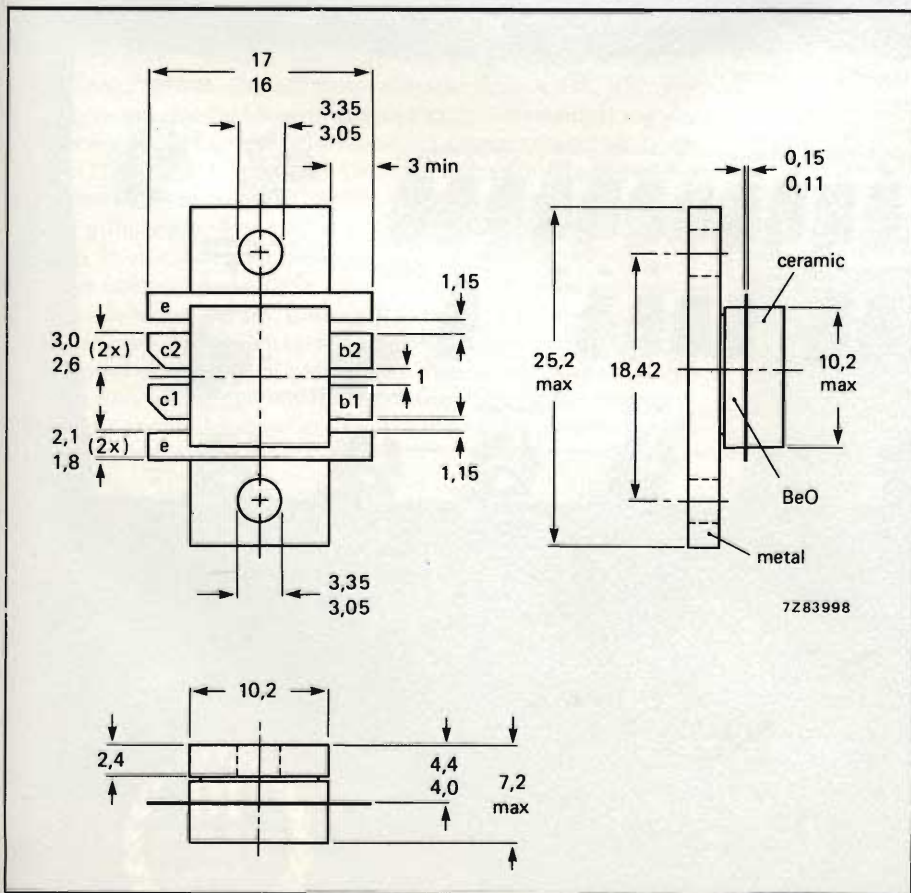
Il progetto dimostra come con due BLV 36 sia possibile realizzare un amplificatore in classe AB lavorante nella banda III.

Le caratteristiche salienti di questo amplificatore sono le seguenti:

Fig. 13 - Schema elettrico semplificato del circuito di polarizzazione dei transistori del BLV 36, da impiegare nell'amplificatore descritto.

Banda di lavoro III, VHF	174-230 MHz
Punto di lavoro in continua dei BLV 36	I_{CZ} = 2 x 150 mA
	V_{CE} = I 28 V
Guadagno a P_o = 200 W	11,5 dB ± 0,3 dB
Guadagno con compressione di 1 dB	⩾ 10,5 dB
Potenza di uscita con compressione di 1 dB del guadagno	< 260 W
Rendimento a P_o = 250 W	⩾ 45%

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 13

R1	= 810Ω, resistore a carbone, CR 68
R2	= 10Ω, resistore a carbone, CR 25
R3	= 10Ω, potenziometro cermet (Philips tipo 2122 350 00056)
R4-R5	= 150Ω, resistenza smaltata a filo (tipo Philips 2322 330)
R6	= 22Ω, resistore a carbone, CR 25

Contenitore del BLV 36. Le paste termiche (compound) devono essere spalmate in strato sottile e uniforme sul radiatore di calore.

Appendice

Il circuito di polarizzazione riportato in figura 5 a) è un circuito di polarizzazione di impiego generale, lavorante in classe AB; viene impiegato in laboratorio per controllare un'ampia gamma di differenti transistori di radiofrequenza. A causa di questo suo impiego generale, esso presenta alcune caratteristiche e possibilità che in alcuni circuiti non sono richieste, per esempio, possiede un sistema di protezione contro eventuali cortocircuiti del transistore RF, consente di poter variare V_b tra 0,4 V e 1 V, e la tensione di collettore V_C tra 12 V e 55 V.
Per l'amplificatore 2 x BLV 36 descritto sarebbe del tutto adeguato il circuito di polarizzazione riportato in *figura 13*. Si deve tener solo presente che il transistore T1 deve "seguire" le variazioni di temperatura del transistore BLV 36. La combinazione R2-C3 impedisce che il circuito di polarizzazione possa entrare in oscillazione.

■

Bibliografia

L. Cascianini/G. Lukkasen - *Amplificatore UHF per ripetitori TV* - SELEZIONE di tecniche elettroniche N. 6-1982 pag. 44.

STADI PILOTA AD IMPULSI PER CIRCUITI A PONTE INDUSTRIALI

Klaus Rischmüller

L'articolo descrive alcuni circuiti di pilotaggio ad impulsi per transistori di commutazione ad alta e bassa tensione, nonchè alcuni accorgimenti atti ad evitare pericoli di sovraccarico dei semiconduttori in caso di correnti inverse e di fronti ripidi della tensione. Alcuni degli schemi proposti posseggono una separazione galvanica tra lo stadio di controllo e lo stadio pilota; ciononostante è sempre assicurato, anche per impulsi molto corti e molto lunghi, un ottimo controllo della corrente di base.

I settori d'impiego

I transistori di potenza sono per lo più impiegati come "interruttori" veloci a basse perdite nelle apparecchiature allo stato solido che erogano potenze fino a 100 kW: per esempio nei convertitori di frequenza, nei sistemi di regolazione dei motori e negli alimentatori a commutazione. L'impiego di questi transistori per alte correnti e tensioni ha profondamente mutato il modo di progettare i relativi sistemi di pilotaggio. Attualmente, i più importanti punti di vista tenuti in considerazione sono la sicurezza in esercizio, la scarsa influenza che deve avere la variazione dei loro parametri e le basse perdite in regime di commutazione. In questi ultimi tempi sono stati messi a punto, specialmente in Europa, nuovi criteri di ottimizzazione degli stadi pilota. Questi criteri non solo prevedono la commutazione della corrente di base ma anche il controllo e la protezione degli stessi transistori di potenza.

Circuito pilota con funzioni protettive

In *figura 1* è riportato un tipico circuito di pilotaggio per un regolatore a commutazione. Un oscillatore produce un'onda triangolare di frequenza f, che viene confrontata con una tensione variabile di pilotaggio V_{pil} in un circuito comparatore detto "modulatore della durata dell'impulso" all'uscita del comparatore si presenterà quindi un impulso ad onda rettangolare di larghezza variabile . Siccome la corrente d' uscita dei comparatori disponibili in commercio è troppo bassa (massimo 10 mA) e, d'altra parte, i transistori di potenza che devono essere pilotati necessitano di una corrente di base dell'ordine di 1 A, il segnale d'uscita del comparatore dovrà essere amplificato fino a raggiungere tale livello. Questo compito viene svolto nella maggior parte dei casi, da uno stadio pilota. Un semplice circuito pilota non è però in condizione di proteggere efficacemente da un eventuale sovraccarico il transistore di potenza ad esso collegato, per cui occorrerà introdurre un'aggiuntiva funzione di protezione. Il blocco "protezione" in *figura 1* tiene infatti sotto controllo le correnti e le tensioni in gioco ed entra in azione quando vengono superati certi limiti. In particolare, esso interviene sul circuito di pilotaggio, evitando con la massima sicurezza situazioni di pericolo per il transistore di potenza.

Transistori di potenza Superswitch in contenitore Isotop. Le sigle BUV 98 e BUV 98 A indicano i transistori veloci di potenza per correnti e tensioni elevate che, nei tipi a contenitore TO 3, si chiamavano BUX 98 e BUX 98A.

	V_{CEOsus}	V_{CEX}	I_{Csat}	t_f (bei 100]C)
BUV 98	400 V	850 V	20 A	<0,8 μs
BUV 98 A	450 V	1000 V	20 A	<0,8 μs

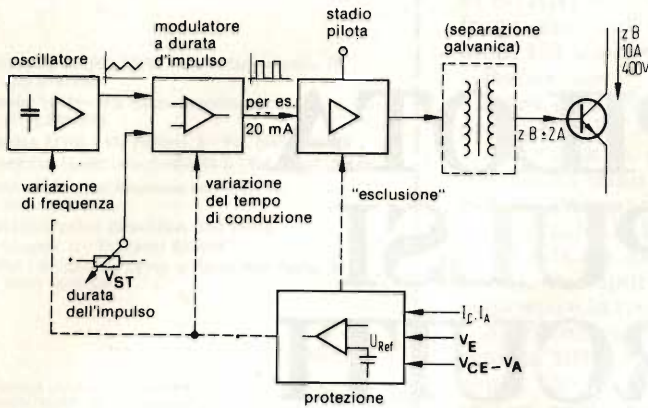



Fig. 1 - Tipico circuito di pilotaggio per regolatore a commutazione.

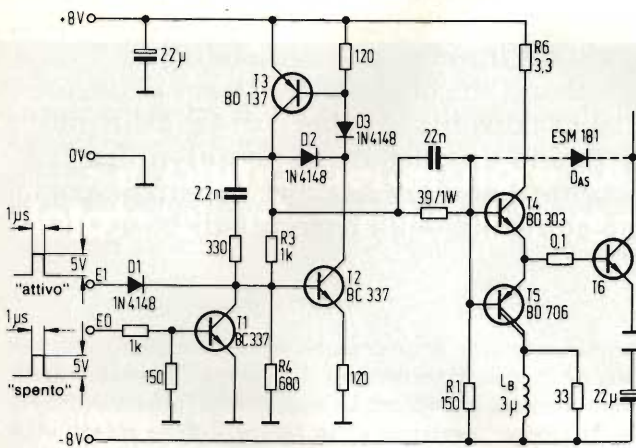



Fig. 2 - Stadio pilota ad impulsi senza separazione galvanica.

Le uscite del blocco "protezione" (*figura 1*) possono agire su diversi punti del circuito di pilotaggio. Questa azione può esplicarsi infatti mediante variazione della frequenza di commutazione o del tempo massimo di conduzione del transistore, oppure mediante distacco istantaneo dello stesso circuito pilota. Questi interventi consentono di proteggere da eventuali fenomeni di sovraccarico sia il transistore di potenza che l'utilizzatore a valle (1). Inoltre, a seconda del progetto dell'apparecchio, si potranno avere circuiti di pilotaggio con o senza separazione galvanica nei confronti dello stadio di potenza; in alcuni casi potrà richiedersi l'inserimento della stessa funzione di protezione addirittura nello stesso stadio pilota.

Stadio pilota comandato da impulsi senza separazione galvanica

Uno stadio pilota particolarmente adatto per impieghi professionali è il tipo "comandato ad impulsi", sprovvisto di separazione galvanica, che trasforma il transistore di potenza ad esso collegato in un interruttore bistabile. Per realizzare ciò, transistori T2 e T3 (*figura 2*) sono collegati in modo da formare un flip flop a commutazione veloce. Se ora applichiamo all'ingresso E1 di tale flip flop un impulso di ampiezza pari a 5 V (livello TTL) e della durata di 1 µs, lo stadio pilota entra in conduzione. In conseguenza di ciò, il transistore T4 entrerà in conduzione, fornendo una tensione di base positiva al transistore di potenza T6; in questo particolare circuito, tale corrente è di circa 2 A. Per iniziare il processo di bloccaggio dello stadio pilota, viene fatto arrivare all'ingresso E0 un impulso della durata di 1 µs e di ampiezza pari a 5 V. Siccome il transistore T2, anche se in conduzione, non è saturato e funziona come generatore di corrente costante, ed i diodi D2 - D3 impediscono la saturazione di T3, il flip-flop T2/T3 impiegherà solo 100 ns per passare all'interdizione dopo l'arrivo del corrispondente impulso.

Subito dopo l'interdizione di T3, la base di T4 viene collegata alla tensione ausiliaria negativa —V_H, tramite il resistore R1. Terminato il piccolo ritardo introdotto da T4, il transistore T5 inizierà a condurre e farà passare attraverso l'induttanza L_B la corrente di base negativa necessaria per la rapida interdizione del transistore di potenza T6.

Questo semplice circuito - base con poca spesa può essere migliorato e trasformato, con l'aggiunta del diodo D_{AS}, in uno "stadio pilota autoregolatore". Il transistore di potenza T6 potrà così ricevere sul terminale di base una quantità di corrente positiva tale da potersi stabilizzare, alle normali condizioni di carico, in una situazione di quasi-saturazione controllata. Con questo sistema di pilotaggio si ottengono tempi di commutazione t_s e t_f molto brevi, un campo di funzionamento in commutazione molto più ampio e sicuro ed infine un'influenza meno dannosa delle tolleranze costruttive dei componenti. Gli stadi pilota autoregolati permettono una forte riduzione dell'assorbimento di corrente specialmente a basse correnti di collettore: di conseguenza, nel funzionamento a carico ridotto, migliorerà il rendimento dell'apparecchio. Il funzionamento dei transistori in condizione di quasi-saturazione causa un leggero aumento della tensione tra collettore ed emettitore, quando il transistore si trova in conduzione. Negli impieghi a bassa tensione (per esempio in caso di alimentazione a batteria) le perdite in conduzione sono predominanti, per cui il progettista dovrà decidere circa l'opportunità di dotare o meno lo stadio pilota del sistema di autoregolazione. Nelle applicazioni ad alta tensione predominano invece le perdite di commutazione e perciò il problema non sussiste.

Protezione contro la desaturazione non desiderata

In numerose applicazioni, specie quando i transistori di potenza sono collegati in parallelo, si potrà aumentare il grado di sicurezza di funzionamento adottando il cosiddetto "controllo di desaturazione". Se ad un transistore in stato di conduzione viene forzatamente aggiunta corrente di collettore oppure se la corrente di base è scarsa, si ha un considerevole aumento della tensione collettore-emettitore, nonostante la corrente di collettore si mantenga elevata: tale effetto è denominato "desaturazione non desiderata". In questa situazione, il transistore potrebbe essere soggetto ad un sovraccarico termico, se non venisse bloccato entro pochi microsecondi. Grazie all'aggiunta dei componenti D4, R2, D5 (*figura 3*), lo stadio pilota, in caso di desaturazione indesiderata, provvederà a bloccare il transistore di potenza. La soglia di intervento (V_S) di questa protezione è determinata dai valori delle resistenze R3 ed R4. Il circuito R-C formato da R5 e C1 eleva per un breve periodo la soglia di intervento tutte le volte che il transistore entra in conduzione. Con riferimento al circuito di *figura 4*, la soglia di intervento si può calcolare così:

$V_S = V_{CE6}$ quando V_{BE2} è inferiore a $\simeq 0,4$ V. Vale anche:

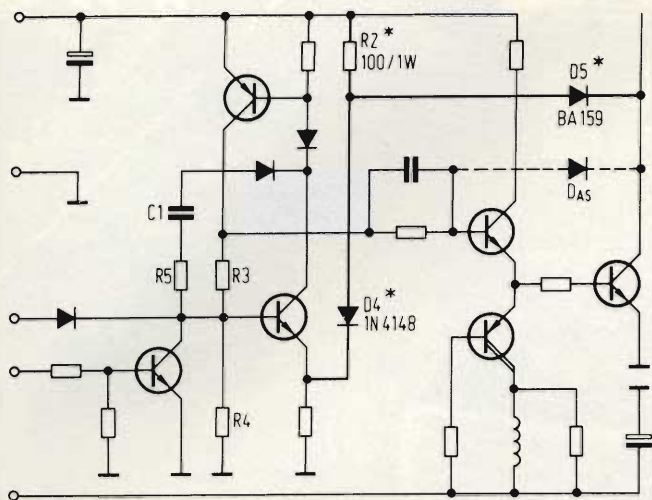
$V_{BE2} = V_4 - V_{CE6} = 0,4$ V

dalla quale segue:

Fig. 3 - Stadio pilota ad impulsi con controllo della desaturazione.

Fig. 4 - Circuito che serve a calcolare la soglia di risposta Vs del controllo di desaturazione.

$$V_S = V_{CE6} = \frac{V_H - 1\ V}{R3 + R4} \cdot R4 - 0{,}4\ V$$

chè, applicata al nostro esempio:

Soglia di intervento

$$V_S = \frac{8\ V - 1\ V}{1\ k\Omega + 0{,}68\ k\Omega} \cdot 0{,}68\ k\Omega - 0{,}4\ V = 2{,}4\ V$$

Massima sicurezza di funzionamento

La *figura 5* mostra come un transistore BUX 48, alimentato dalla tensione di rete raddrizzata a 200 V, può lavorare alla tensione di circa 320 V quando il diodo volano viene messo in cortocircuito. Nell'istante in cui venne rilevato l'oscillogramma, il transistore lavorava con uno "stadio pilota autoprotetto ed autoregolato", secondo lo schema di *figura 3* e fu in grado di sopportare senza danni il carico di circa 12 A ad una tensione di 320 V.

Stadi pilota con separazione galvanica

In numerosi casi occorre prevedere una separazione galvanica tra il transistore di potenza ed il circuito pilota; ovviamente la separazione non deve peggiorare in modo apprezzabile la qualità del pilotaggio di base. Stadi pilota di tipo semplice, con trasformatore asimmetrico, non permettono il passaggio di impulsi di lunga durata; per raggiungere lo scopo bisogna ricorrere ad altre soluzioni:

Fig. 5 - Funzionamento del transistore con diodo volano in cortocircuito: a) circuito di misura, b) oscillogramma.

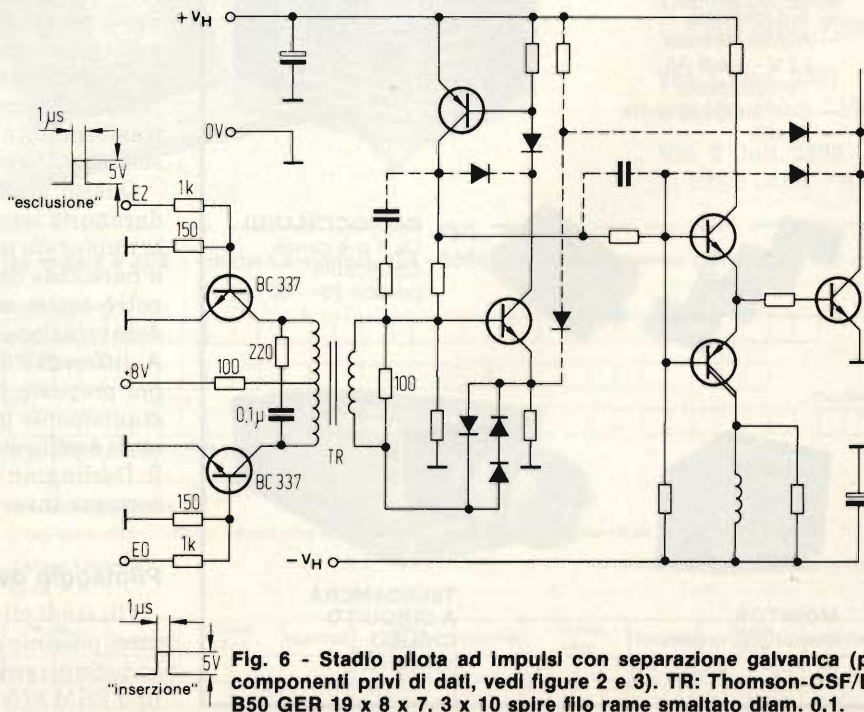



Fig. 6 - Stadio pilota ad impulsi con separazione galvanica (per i componenti privi di dati, vedi figure 2 e 3). TR: Thomson-CSF/LCC B50 GER 19 x 8 x 7, 3 x 10 spire filo rame smaltato diam. 0,1.

Fig. 7 - Stadio pilota ad impulsi per il transistore BUX 48 (a sinistra) e stadio con separazione galvanica per il Darlington ESM 855 (a destra).

- Trasformatori simmetrici od in controfase (2, 3);
- Stadi pilota comandati ad impulsi ed alimentati da una sorgente di tensione ausiliaria.

In questi ultimi tipi di stadi pilota, le funzioni di "trasferimento di energia" e di "trasmissione dei comandi" sono separate tra loro. Questi stadi sono in grado di trasferire senza inconvenienti impulsi che hanno una durata variabile da zero all'infinito.

Lo stadio pilota controllato ad impulsi e con separazione galvanica, che presentiamo in *figura 6*, è derivato dagli stadi di pilotaggio controllati ad impulsi già descritti. L'energia necessaria per la corrente di base è stata ricavata da un piccolo convertitore di tensione con uscita isolata (4). Nel caso di alimentazione dalla rete a c.a. si potrà impiegare un piccolo trasformatore provvisto di parecchi secondari isolati tra di loro. In questo modo i comandi risulteranno separati dalla sorgente di alimentazione.

Il funzionamento con alti valori di dv/dt ed alta tensione continua diventa problematico per molti accoppiatori ottici. Per il nostro circuito abbiamo perciò adottato per il trasferimento dei comandi un piccolo trasformatore ad impulsi. Per la commutazione dello stadio pilota tra gli stati "inserito" ed "escluso" occorrono solo degli impulsi di circa 4 μVs. Il trasformatore d'impulsi potrà perciò essere molto piccolo e semplice (*figura 7*).

Questo stadio pilota è in grado di trattare impulsi che durano da zero all'infinito e può essere quindi universalmente impiegato nei convertitori a frequenza variabile, dalla c.c. a parecchie decine di kHz. Se lo si desidera, lo stadio pilota potrà essere munito anche di un sistema di controllo della desaturazione e di un'autoregolazione della corrente di base. A differenza di molti altri circuiti più semplici, in quello da noi proposto la base del transistore di potenza si trova costantemente polarizzata in senso negativo quando il transistore è nella condizione di "bloccato", per cui il transistore o il Darlington collegati a valle saranno protetti contro la corrente inversa ed il dv/dt.

Pilotaggio dei transistori Darlington

Gli stadi pilota ad impulsi, con o senza separazione galvanica, possono essere adattati facilmente ai Darlington della serie Superswitch (Thomson-CSF): per il Darlington da 40 A tipo ESM 870, il circuito potrà essere impiegato senza modi-

è in edicola il primo numero

- LA ROBOTICA IN ITALIA
- CPL: UN LINGUAGGIO PER USO INDUSTRIALE
- CHE COS'È L'AUTOMAZIONE
- NUOVO SISTEMA DI INTERFACCIA UOMO-MACCHINA
- CONTROLLO DEL PROCESSO DI FABBRICAZIONE DEI TUBI

UNA PUBBLICAZIONE DEL GRUPPO EDITORIALE JACKSON

fiche. Per Darlington di potenza inferiore dovranno essere eliminati il transistore T4 e la resistenza R6. In sostituzione della giunzione base-emettitore di T4 verrà usato un diodo a commutazione veloce (*figura 8*).

Esempio pratico di stadio pilota ad impulsi

Gli stadi pilota descritti possono essere impiegati vantaggiosamente per il comando dei circuiti a ponte ad alta tensione: per esempio nelle disposizioni a mezzo ponte, a ponte completo e negli invertitori trifasi (*figura 9*). In questi circuiti, i transistori sono sottoposti a corrente inversa e ad elevati dv/dt. Impiegando diodi per la corrente inversa e gli stadi pilota da noi proposti, i suddetti inconvenienti potranno essere sicuramente evitati (5). Gli stadi pilota possono essere adattati a tutti i transistori ed ai Darlington della famiglia Superswitch.

Conclusione

Ancora fino a pochi anni fa, il pilotaggio e la protezione dei transistori nei circuiti a ponte erano una faccenda piuttosto problematica. Attualmente esistono circuiti di pilotaggio semplici ed affidabili con i quali si possono comandare in modo economico e sicuro transistori ad alta tensione montati nei circuiti a ponte. Le potenze trattate dagli invertitori transistorizzati e dai controlli per motori si aggirano in media sui 100 kW o più. Una volta risolti i problemi tecnico-circuitali, sarà possibile costruire apparecchi più semplici dal punto di vista elettrico e meccanico. Per raggiungere questo scopo sono infatti disponibili:

- Transistori che possono funzionare alla tensione di rete di 380 V raddrizzata, senza bisogno di circuiti limitatori del di/dt oppure del dv/dt - Esempio: il transistore ESM 750 con $V_{CEOsus} \geq 600$ V;
- Integrazione dei circuiti di pilotaggio descritti in questo articolo - Esempio: il circuito integrato monolitico di pilotaggio e protezione TEA 1001;
- Inserzione dei transistori di commutazione ad alta tensione in contenitori isolati per cui non è più necessario il kit di isolamento richiesto dal "vecchio" contenitore TO 3 - Esempio: il transistore ESM 752 in contenitore ISOTOP isolato a 2,5 kV efficaci.

Fig. 8 - Adattamento dello stadio pilota ai Darlington: a) pilotaggio di un transistore, b) pilotaggio di un Darlington.

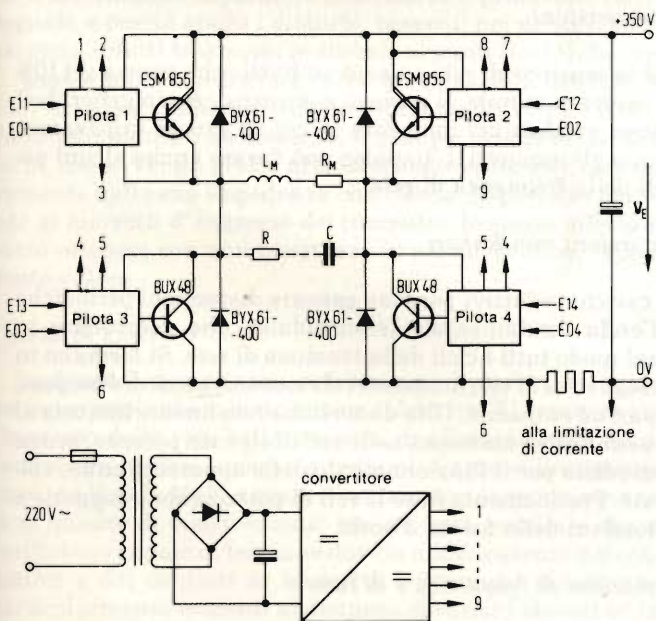



Fig. 9 - Esempio di pilotaggio per convertitore collegato alla tensione di rete a 220 V raddrizzata. Gli ingressi E13 ed E12, E23 ed E22, come pure E11 ed E14, E21 ed E24 possono essere direttamente collegati tra di loro. Per i piloti 1 e 2, vedi figure 6 ed 8, per i piloti 3 e 4, vedi figure 2 e 3.

Bibliografia:

(1) K. Rischmüller: Vor dem Ausfall Schu'tzen (Protezione preventiva). *Elektrotechnik 1977, fasc. 11 (giugno).*

(2) A. Boehringer ed H. Knöll: Transistorschalter in Bereich hoher Leistungen un Frequenzen (Commutatori a transistori per elevate potenze ad alte frequenze). *ETZ 1979. fasc. 13.*

(3) K. Rischmüller: Treiberschaltung für Hochstromtransistoren (Circuiti di pilotaggio per transistori per correnti forti). *ETZ 1977, fasc. 7.*

(4) G. Sendranè: DC/DC - Wandler zur Hilfsspannungerzeugung (Convertitore c.c./c.c. per la produzione di tensioni ausiliarie). *T.I. Thomson - CSF, 1980*

(5) J. M. Peter: Parasitäre Erscheinungen, du/dt und Inversstrom (Fenomeni parassiti, dv/dt e corrente inversa). Manuale dei transistori per commutazione, *Thomson-CSF, 1979.*

La BASF investe 1,8 miliardi di marchi nel 1983

Secondo le decisioni del comitato di direzione e del consiglio di vigilanza, il piano mondiale degli investimenti della BASF per il 1983 ammonterà a 1,8 miliardi di marchi (2,04 miliardi nel 1982). 840 milioni, cioè il 47% del totale, sono previsti per la BASF Aktiengesellschaft, dove particolare importanza avrà l'allargamento della produzione di video-cassette nei centri di Willstaett e Ettenheim. Per le consociate in Germania sono previsti investimenti per 505 milioni di marchi (28%), per le consociate in Europa 90 milioni (5%) e per quelle extra-europee 365 milioni di marchi (20%).

DISTURBI IN RETE E LORO ELIMINAZIONE

Ing. dipl. Bernd Immesberger

I disturbi presenti nella rete di alimentazione elettrica possono talvolta pregiudicare il funzionamento delle apparecchiature elettroniche, in particolare dei computer. Nella stragrande maggioranza dei casi si tratta dei cosiddetti disturbi simmetrici; i disturbi sincroni hanno un ruolo secondario: infatti questi ultimi possono essere ridotti mediante un trasformatore di separazione, che è però inefficace contro i disturbi simmetrici. L'articolo chiarisce come si formano i vari tipi di disturbi e come si possa risolvere con successo l'inconveniente.

I diversi tipi di disturbi in rete

Cadute di tensione

Se la tensione di rete diminuisce ad un livello inferiore all'85% del suo valore nominale, si parla di caduta di tensione. Il caso si verifica di preferenza per forti sovraccarichi sulla rete. Il fenomeno può avere una durata che va da alcuni cicli della frequenza di rete ad alcuni secondi. In certe condizioni si possono anche verificare interruzioni che durano ore oppure giorni (il fenomeno è raro dove gli impianti sono eseguiti a regola d'arte).

Fig. 1 - Formazione dei disturbi simmetrici (alta frequenza, picchi impulsivi, transistori di tensione, interruzioni di tensione, eccetera).

Sovratensioni

Se la tensione di rete sale ad un livello che supera il 110% del valore nominale, si parla di sovratensione: in generale il fatto si verifica nel momento in cui un grosso utilizzatore spegne gli impianti. L'impulso può durare anche alcuni periodi della frequenza di rete.

Distorsioni non lineari

I carichi induttivi possono causare distorsioni periodiche dell'onda fondamentale (sinusoidale), che deformano in ugual modo tutti i cicli della tensione di rete. Si formano in conseguenza di ciò, innumerevoli armoniche, di ordine pari, dispari od entrambi. Una distorsione non lineare limitata al 5% è senz'altro ammessa nelle reti di elevata potenza, senza pregiudizio per il funzionamento delle apparecchiature collegate. Praticamente tutte le reti di potenza sono soggette a distorsioni della forma d'onda.

Variazioni di frequenza e di fase

L'inserimento ed il distacco dei carichi reattivi causano sempre degli sfasamenti transitori dell'onda fondamentale. Le apparecchiature elettriche non risultano quasi mai disturbate da tali sfasamenti; i regolatori ferrorisonanti fanno però eccezione, perchè correranno un serio pericolo e potranno persino subire danni permanenti.

Fig. 2 - Formazione dei disturbi di tipo sincrono.

Disturbi simmetrici

Si dicono "simmetrici" i disturbi sovrapposti alla tensione di rete. La *figura 1* mostra come essi vengono prodotti nella rete di distribuzione elettrica. Tra i punti A e B si trova l'impianto di alimentazione della rete (per esempio la sottostazione elettrica), che mette a disposizione un'onda sinusoidale di forma accettabile. Z1 e Z2 sono le impedenze dei conduttori della linea di distribuzione; i punti C e D rappresentano il quadro di distribuzione dell'edificio in cui risiede l'utente finale: da tale quadro si diramano le linee dirette alle varie utenze. Supponiamo che una di tali diramazioni vada ad alimentare il nostro computer. L'attacco ed il distacco di altri utenti causa la comparsa di picchi di tensione impulsivi e fenomeni transitori che si sovrappongono alla tensione di rete e vengono definiti "disturbi simmetrici". L'inserzione di un trasformatore separatore non risolve il problema: tutti i segnali, e perciò anche i disturbi, presenti nei punti E ed F, saranno infatti trasmessi inalterati ai punti G ed H. Inoltre il trasformatore introduce perdite valutabili intorno al 5....7%, causate dalla resistenza ohmica degli avvolgimenti e dalla loro induttanza dispersa. Qualsiasi riduzione dei disturbi, che avvenga grazie al trasformatore, dipende esclusivamente dalla sua impedenza che risulta disposta in parallelo ai morsetti d' ingresso del computer: lo stesso effetto si potrà ottenere con una resistenza in parallelo di corrispondente valore.

I disturbi sincroni

La figura 2 mostra come si formano i disturbi sincroni in un tipico impianto di distribuzione elettrica. T1 rappresenta l'ingresso della rete nella cassetta di allacciamento: qui il conduttore neutro è messo a terra mediante collegamento fisso (da B a C). Molti e svariati utilizzatori saranno connessi al quadro di distribuzione, per cui sarà possibile che si verifichino cadute di tensione dovute alle resistenze dei conduttori e dei contatti ai morsetti: i fenomeni diverranno particolarmente evidenti al distacco di carichi elevati od in caso di sovratensioni transitorie. Stando così le cose, il conduttore neutro non sarà più nel punto E a potenziale di terra; il conduttore di terra (F) potrà per di più essere percorso da corrente: esso dipenderà dalle perdite per dispersione e dalle capacità degli altri utilizzatori. La tensione (anche impulsiva) misurata tra il punto E (conduttore di neutro) e la terra effettiva, si chiama disturbo sincrono. Il computer è alimentato dalla tensione di rete presente ai punti D ed E. In teoria si dovrebbe trattare di una tensione perfettamente sinusoidale, ma l'onda (composta dalle due semionde) potrà subire delle esaltazioni o delle attenuazioni rispetto al potenziale vero di terra.

I disturbi sincroni costituiscono evidentemente un problema locale, e si generano all'interno del circuito dell'utente. L'entità di tali disturbi è per lo più modesta, sempre che la cassetta di allacciamento sia ben collegata a terra. I collegamenti a terra di cattiva qualità potranno derivare da un lavoro che gli elettricisti non hanno eseguito a regola d'arte.

Prima di collegare un computer ad una rete già installata, sarebbe opportuno far ispezionare da un elettricista tutte le prese e le cassette di derivazione.

Il trasformatore di separazione (T2 in figura 2) presenta al secondario la tensione di alimentazione, ma anche i disturbi simmetrici (punti G ed H). I disturbi sincroni dovrebbero, in teoria, essere ridotti. Per ottenere in pratica una riduzione efficace dei disturbi di quest'ultimo tipo, il trasformatore di separazione dovrebbe essere dotato di una schermatura multipla e totale. Anche uno dei terminali dell'avvolgimento secondario e la schermatura disposta all'uscita dovrebbero essere collegati ad una buona presa di terra, che costituirà il livello di riferimento per le tensioni del computer.

Per eseguire bene il lavoro, si può mandare alle prese il punto F mediante un conduttore di elevata sezione o addirittura formato da una piattina di rame. Se il punto F è correttamente messo a terra, si potra stabilire un collegamento fisso dal punto K al punto F invece che al punto L. Il neutro del computer è collegato a terra proprio nel punto K: i disturbi sincroni verranno in questo modo eliminati senza bisogno di ricorrere ad un costoso trasformatore di separazione.

La preparazione della rete

I disturbi di tipo simmetrico, quali i picchi impulsivi, le commutazioni, gli abbassamenti di tensione ed i sovraccarichi della rete, sono responsabili di più del 99% dei problemi di

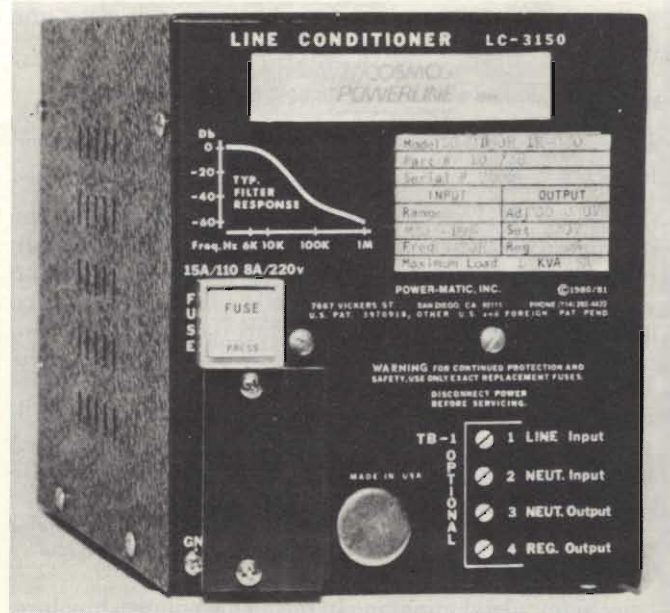



Fig. 3 - "Condizionatore di linea" (linee conditioner) LC-3150 della Power-Matic, per l'eliminazione dei disturbi simmetrici.

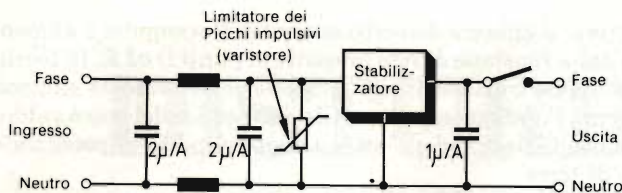



Fig. 4 - Schema di principio del condizionatore di linea di figura 3.

alimentazione. I disturbi sincroni causano invece molto di rado degli inconvenienti, e possono comunque essere eliminati mediante una buona presa di terra. Tutti gli altri disturbi si potranno eliminare solo con una attenta "preparazione" della rete. La *figura 3* mostra un apparecchio antidisturbo, detto anche "condizionatore di linea". Lo schema appare in *figura 4*.

Tali apparecchi trovano impiego soprattutto dove la rete deve essere non solo stabilizzata ma anche sgombrata da disturbi impulsivi di qualunque tipo. Il settore d'impiego comprende i computer, i sistemi di registrazione, gli azionamenti automatici, gli apparecchi elettronici usati in medicina, gli strumenti da laboratorio ed altre applicazioni che esigono un'alimentazione priva di disturbi.

I picchi impulsivi ed i disturbi nella rete si manifestano per lo più entro lo spettro di frequenze da 30 kHz ad 1 MHz. Di conseguenza, i filtri antidisturbo daranno prestazioni soddisfacenti solo se il loro punto a 3 dB si trova a circa 6 kHz. La pendenza dovrebbe essere almeno di 40 dB/decade. La resistenza interna di un filtro così concepito è di solito intorno ai 600 Ω. Ovviamente, le cifre elencate saranno prive di significato se gli impianti assorbissero elevate potenze, dell'ordine di 2, 4 oppure 8 kW.
La resistenza interna di questi apparecchi è praticamente nulla. Ciononostante, è possibile avere disturbi anche con sorgenti con resistenza interna dell'ordine di grandezza di 1 Ω. Un "condizionatore di linea" dovrebbe perciò essere dotato anche di un limitatore di picchi, in grado di sopprimere impulsi di elevata energia (30 Ws). Il tempo di risposta dell'apparecchio ha in tali casi una considerevole importanza: per una correzione completa dovrebbe essere di circa una semionda.

Definizioni

I fenomeni transitori (abbassamenti da sovraccarico ed impulsi di tensione)

I transitori sono variazioni della tensione nominale, che permangono per un tempo sufficiente a permettere di stabilire con misure il loro valore efficace. Queste variazioni sono dovute ad improvvisi mutamenti delle condizioni di carico sulla rete: inserzione di potenti motori o di alimentatori a corrente continua, intervento ritardato di interruttori di protezione, eccetera (*figura 5*). Un abbassamento per sovraccarico può durare da una semionda a circa 15 secondi. Gli impulsi di sovratensione appaiono di regola per tempi più brevi, da una semionda a circa un secondo, e si devono attribuire al distacco di utenze molto potenti.

I picchi impulsivi (spikes)

I picchi impulsivi appaiono in forma unipolare o bipolare: sono sovrapposti alla tensione di rete ed avvengono periodicamente oppure in maniera casuale (*figura 6*); la loro durata è dell'ordine del microsecondo ed hanno un effetto difficilmente apprezzabile quando si misura il valore efficace della tensione di rete sulla base di una semionda (10 ms a 50 Hz). Un picco impulsivo di 1 kV che duri 1μs ha, su una base dei tempi di 10 ms, un valore medio di:

$$V_{eff} = \frac{V_{picco} \cdot tp}{T/2} = \frac{1\ kV \cdot 1\ \mu s}{10\ ms} = 0,1\ V$$

Per quanto questo valore sembri di scarsa attenzione, un picco impulsivo del genere può avere effetti dannosi su alcuni componenti dei computer o di altri impianti elettronici. I picchi impulsivi sono prodotti da carichi induttivi o da rimbalzi dei contatti di interruttori. Importanti sorgenti di disturbi impulsivi sono anche i triac ed i tiristori, nonchè le scariche elettriche atmosferiche.
Poichè tutti i tipi di disturbi, ossia i picchi impulsivi, le sovratensioni ed i sovraccarichi dovuti a commutazioni, possono provocare malfunzionamenti delle apparecchiature, è naturalmente molto importante proteggersi dai loro effetti. Si deve eseguire per prima cosa un'analisi della tensione di rete. I picchi impulsivi richiedono sistemi di misura con risposta estremamente veloce, ma con frequenza limite inferiore molto bassa.

I picchi impulsivi simmetrici

Si tratta sempre di disturbi che modulano l'onda fondamentale; un trasformatore inserito nella rete lascia passare il disturbo in direzione dell'utente, in quanto non è in grado di distinguere tra un segnale utile ed uno indesiderato (*figura 7*). Anche la più accurata schermatura non potrà in alcun modo cambiare le cose: il trasformatore continuerà a trasmettere all'uscita qualunque disturbo simmetrico, che potrà essere originato da uno qualsiasi delle migliaia di utenti allacciati alla medesima rete.

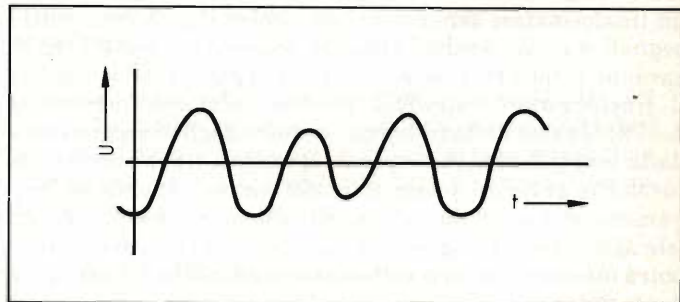



Fig. 5 - Abbassamento di tensione per effetto dell'inserzione di un utilizzatore ad elevato assorbimento.

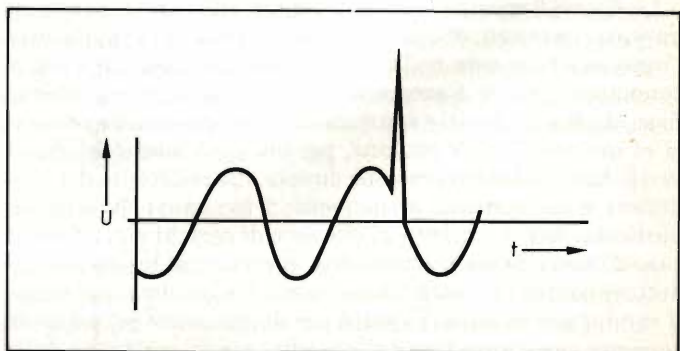



Fig. 6 - Picco impulsivo dovuto, per esempio, al distacco di un carico induttivo.

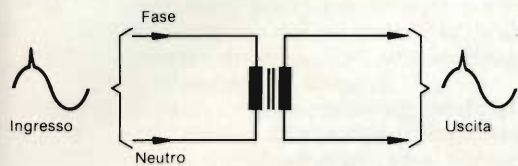



Fig. 7 - I disturbi simmetrici passano senza attenuazioni attraverso il trasformatore separatore.

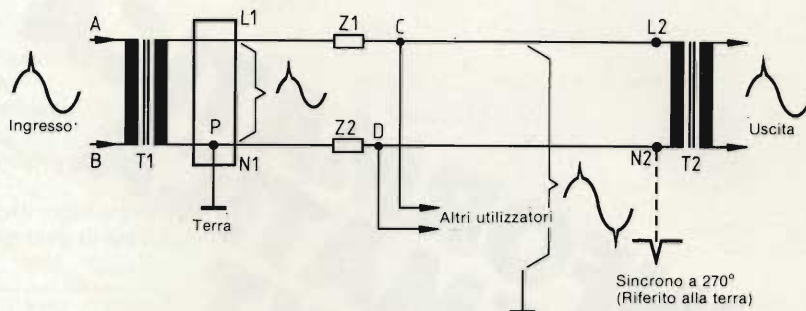



Fig. 8 - I disturbi sincroni sono trattenuti dal trasformatore di separazione.

Impulsi sincroni

Si tratta di disturbi che si formano tra fase e terra oppure tra neutro e terra: sono originati da una inefficiente messa a terra e dalla sezione errata dei conduttori all'interno dell'edificio e non provengono dall'esterno, tramite la rete, come i disturbi simmetrici (*figura 8*).
T1 e P rappresentano la connessione tra l'ingresso di rete nell'edificio ed il quadro di distribuzione. La tensione di rete arriva ai punti A e B con un picco impulsivo sovrapposto in corrispondenza all'angolo di fase di 90°. Il conduttore neutro è messo a terra nel punto N1. Z1 e Z2 sono le impedenze dei cavi di rete che portano la corrente all'interno dell'edificio. Gli altri utenti condividono gli stessi conduttori e le stesse cassette di derivazione, fino ai punti di diramazione C e D. Ai morsetti L2 ed N2 sono collegate alcune apparecchiature critiche, per esempio dei computer; tutti gli altri utenti si trovano ovviamente nella condizione di produrre disturbi. L'impedenza Z2 potrà per esempio essere sede di picchi induttivi o di sovratensioni dovute a variazioni del carico. Il conduttore neutro sarà perciò affetto, al punto N2, da picchi di tensione rispetto alla terra: tali impulsi appaiono, nel nostro caso, in posizione corrispondente all'angolo di fase di 270°. Contemporaneamente appare un disturbo identico tra L2 e la terra (ecco perchè tali disturbi sono detti "sincroni"). Un trasformatore di separazione T2 tra L2 ed N2 riduce l'entità dei disturbi sincroni, ma lascia passare quelli simmetrici. All'uscita del trasformatore di separazione apparirà perciò il picco impulsivo originale (90°) insieme ad alcuni altri disturbi simmetrici prodotti da utenti abitanti nella stessa casa.

Il "modo trasversale"

I disturbi di modo trasversale non hanno nulla a che fare con i disturbi sin qui elencati. Il termine "trasversale" significa che due vettori (tensioni) stanno in posizione perpendicolare tra di loro, e questo non è evidentemente il caso dei disturbi simmetrici e sincroni. I disturbi sincroni vengono a trovarsi effettivamente in serie ai disturbi simmetrici i quali possono avere una fase qualsiasi, mentre i due picchi dei disturbi sincroni sono sempre in fase tra loro. Il concetto di "modo trasversale" potrà essere correttamente applicato solo nel caso in cui si verifichino sovrapposizioni dovute a tensioni indotte nel circuito dai campi magnetici dispersi da trasformatori. La giusta scelta della posizione del trasformatore potrà risolvere perfettamente il problema.
Alcune apparecchiature sono molto sensibili ai disturbi sincroni; questi potranno entrare solo se il morsetto del conduttore di neutro (vicinissimo all'apparecchio) non è ben collegato a terra. Per stabilire la condotta da tenere nel caso pratico, si devono misurare, nelle immediate vicinanze dell'apparecchio, entrambi i tipi di disturbi (simmetrici e sincroni): le contromisure consisteranno probabilmente in una migliore messa a terra oppure nell'adozione di un "condizionatore di linea".

(Per cortese concessione delle Ditte Power Matic e Power Science, USA)

L'Ing. dipl. Bernd Immesberger è nato a Marienbad. Ha studiato alla Scuola superiore tecnica di Monaco di Baviera; ha tenuto dapprima un corso di tecnica radio-televisiva ed in seguito un corso di tecnica radar. Dopo un periodo di attività come ingegnere di sviluppo e collaudo, passò, nel 1978, al ramo vendite. Dall'Ottobre 1981 è un collaboratore della ditta Cosmos Powerline di Monaco di Baviera.

Un nuovo business: schermi televisivi giganti per stadi

Una azienda inglese del gruppo General Electric Co., la English Electric Valve, ha speso più di 2,5 miliardi di lire per sviluppare uno schermo televisivo gigante (misura 6x9 metri circa) che ora essa ha esposto nella sua sede a disposizione della potenziale clientela. Di questi schermi giganti va manifestandosi in Europa una crescente domanda. L'applicazione più interessante è quella offerta dagli stadi sportivi dove essi possono venire installati per intrattenere gli spettatori prima e nell'intervallo delle manifestazioni. Attualmente questo mercato, in fase di rapida emersione, risulta dominato dai giapponesi, in particolare la Mitsubishi che vanta numerose installazioni di questi sistemi. Il successo ha però spronato alcune industrie europee a tentare una reazione.
Avvantaggiandosi di una esperienza maturata nel settore degli schermi basati su tubi a raggi catodici, la English Electric Valve ha sviluppato il sistema Starvision che rispetto al sistema della Mitsubishi consuma un quinto solamente di energia e pesa meno. La società è in regolare e costante sviluppo.
Negli ultimi 12 mesi ha creato 150 nuovi posti di lavoro ed un altro centinaio prevede di crearli a sostegno dello Starvision.
La società realizza un fatturato di circa 100 miliardi di lire, un terzo del quale all'estero, in prevalenza con la vendita di display basati su tubi a raggi catodici, di magnetrons per impianti radaristici e di tubi per telecamere all'infrarosso.

INFORMATICA TELEMATICA TELETEXT VIDEOTEX

a cura della Redazione

L'*informatica* è l'insieme delle apparecchiature e dei metodi usati per l'elaborazione elettronica dell'informazione (detta anche trattamento automatico dei dati). Il termine deriva dalla contrazione delle parole *informazione* e *automatica*. Per eseguire le operazioni sui dati (archiviarli in una memoria, confrontarli con altri, sottoporli a calcoli) si usano *macchine elettroniche*.

Le macchine elettroniche sono i calcolatori, i minicalcolatori, i microcalcolatori. I *calcolatori* sono le grandi macchine (presentate per la prima volta nel 1950). I *minicalcolatori* sono macchine (presentate per la prima volta nel 1965) più semplici e meno costose, di dimensioni e prestazioni ridotte.

I *microcalcolatori* sono macchine (presentate verso il 1972) ancora più semplici e meno costose.

Il *microprocessore* è l'unità centrale dei microcalcolatori.

Il termine *microelaboratore* è stato spesso usato quale sinonimo di microprocessore; recentemente è anche usato quale sinonimo di microcalcolatore. Le piccole macchine el troniche (da tavolo e tascabili) che eseguono solo le operazioni algebriche fondamentali sono dette *calcolatrici* e non rientrano nel campo dell'informatica.

Il calcolatore è un *sistema* di informatica formato da due parti: l'hardware ed il software. L'*hardware* è l'insieme delle parti fisiche (elettriche e mec-

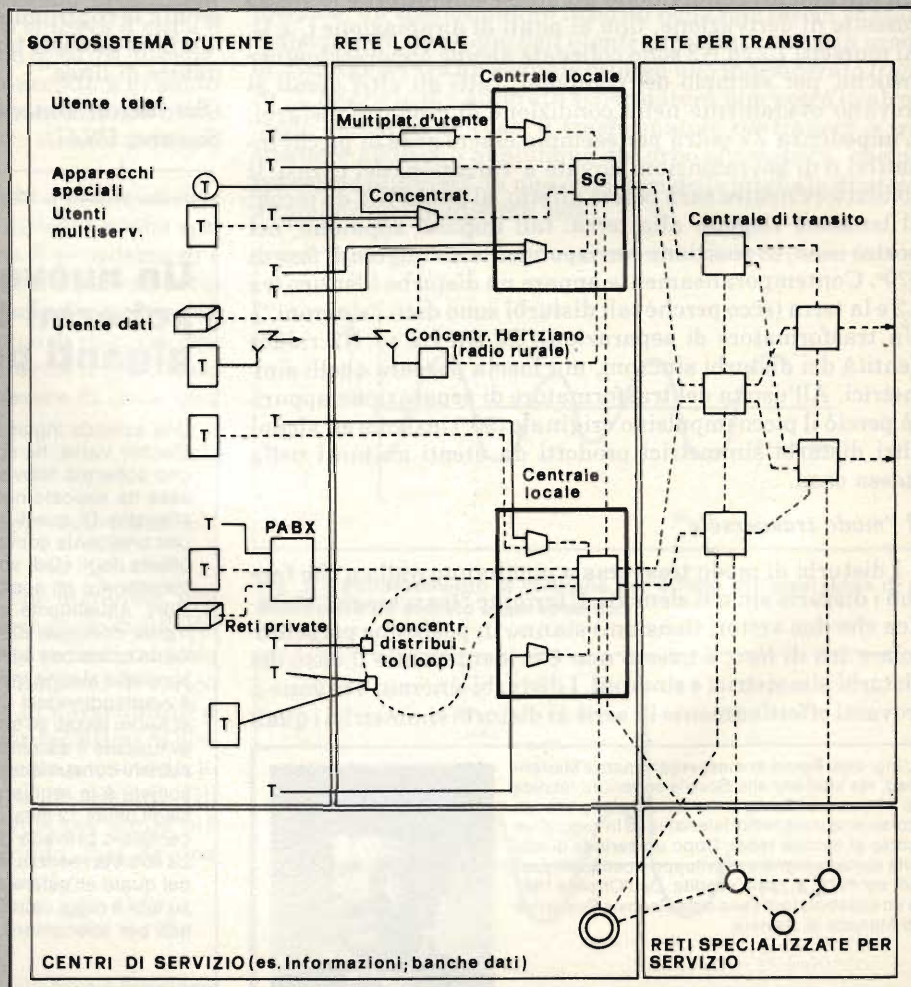



Fig. 1

SIGLE

CATV	(community antenna TV): televisione ad antenna per comunità (TV via cavo).
FSK	(frequency shift keying): codice a spostamento di frequenza, sistema di modulazione dei bit usato nel videotex.
MATV	(master antenna TV): televisione ad antenna principale o impianto centralizzato di antenna.
MODEM	(modulator-demodulator): modulatore-demodulatore.
TVDS	: televisione da satellite (nazionale).
WARC	(world administrative radio conference): conferenza di Ginevra del gennaio-febbraio 1977, per pianificare le aree di servizio della radiodiffusione via satellite.

caniche) del calcolatore. Il *software* è l'insieme dei *programmi*, cioè degli ordini o messaggi espressi in codice, che occorre fornire al calcolatore affichè questi esegua il lavoro voluto, e della *documentazione* che indica come usare i programmi. L'hardware rappresenta le apparecchiature, il software i metodi dell'informatica. Il calcolatore è in definitiva una macchina che manipola ed elabora numeri binari (detti *dati*) seguendo una sequenza organizzata di passi (detta *programma*); ciascun passo della sequenza viene detto *istruzione*.

Quali tipi di *tecnici* lavorano nell'informatica? I tecnici che si occupano dei calcolatori si possono suddividere in tre tipi: a) gli *analisti* che analizzano i problemi da risolvere a mezzo del calcolatore; b) i *programmatori* che preparano i programmi per far funzionare il calcolatore; c) gli *operatori* che sono addetti al funzionamento del calcolatore.

Quali sono le *applicazioni* dell'informatica? In altre parole a cosa servono i calcolatori? L'informatica entra in tutti i campi della vita organizzata. I calcolatori vengono usati: *nelle aziende* per la gestione della produzione, per il movimento dei materiali nei magazzini, per la contabilità; nell'*industria meccanica* per eseguire calcoli e progetti di strutture; *nell'industria automobilistica* per studiare la forma delle auto; *nell'industria spaziale* per pilotare i satelliti; *negli aeroporti* per ricevere le prenotazioni e confermarle o meno a seconda della disponibilità e per assistere i piloti nel volo; *in medicina* per eseguire diagnosi e tener sotto controllo gli ammalati; *nel televisore a colori* per far funzionare i telecomandi, per eseguire i telegiochi e per utilizzare i servizi teletext e videotex; si possono infine raccogliere dati in *banche di dati*, che sono archivi centralizzati, memorizzati in un calcolatore, e che possono essere consultati sulle più svariate attività economiche.

Il più semplice sistema completo di informatica è il *microcalcolatore*. Esso trova non solo impiego in piccoli sistemi, dove può rimpiazzare un minicalcolatore, ma ha aperto nuove vaste aree di applicazioni dove macchine più grandi non sono accettabili economicamente.

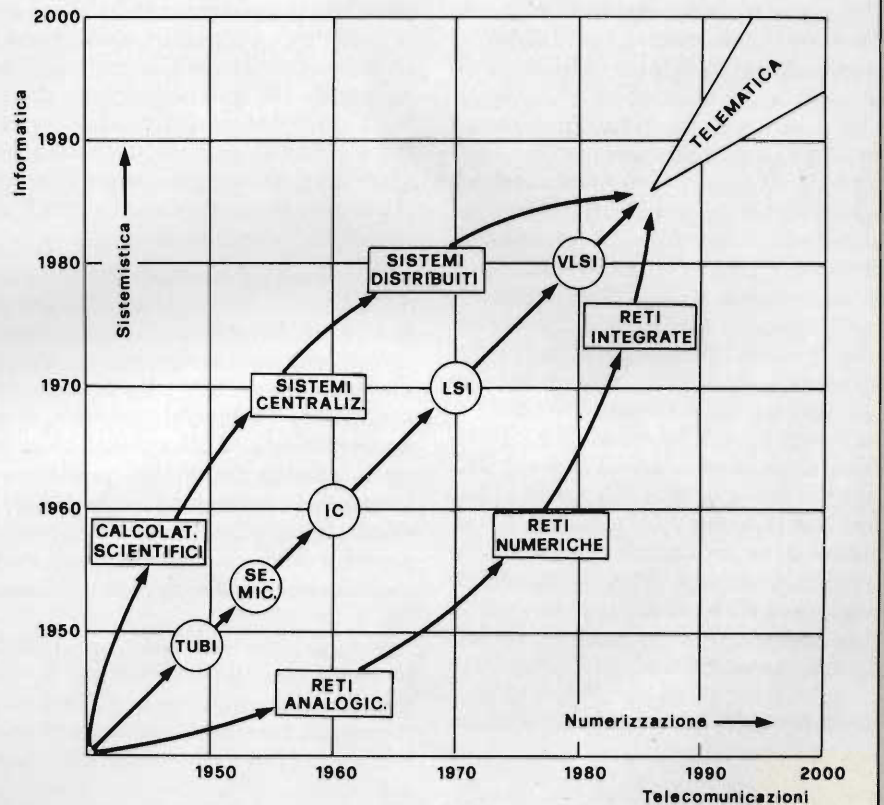



Fig. 2

Il sistema del microcalcolatore compie le seguenti quattro *funzioni*: a) riceve in ingresso dall'operatore i dati da archiviare ed il programma da eseguire; b) archivia nell'ordine desiderato i dati; c) elabora i dati seguendo il programma inviatogli; d) dà in uscita all'operatore i risultati dell'elaboratore.

La telematica

La *telematica* è una nuova branca dell'elettronica che si occupa dell'impiego congiunto dei sistemi di telecomunicazioni e dell'informatica, ossia dell'informatica realizzata con i mezzi offerti dalle telecomunicazioni. Il termine deriva dalla contrazione delle parole *telecomunicazioni* e *informatica*, cioè dal collegamento fra i calcolatori e le linee di trasmissione. Il nome fu coniato dal francese Simon Nora.

La telematica è l'informatica del futuro: la nostra epoca è infatti caratterizzata dalla necessità di scambiare sempre più informazioni in maniera rapida, e l'aumento del trattamento delle informazioni (informatica) comporta una maggiore necessità di trasmettere dati da un punto all'altro della terra. I problemi tecnici della telematica sono già risolti, la sua diffusione

INFORMATICA
TELEMATICA
TELETEXT
VIDEOTEX

dipenderà solo da fattori socioeconomici e finanziari nelle varie nazioni.

Il calcolatore può essere impiegato in modo isolato. Ma possiamo anche ridurre i tempi di accesso e di dialogo col calcolatore, riducendo le fasi del lavoro da svolgere, se usiamo dei mezzi di elaborazione dei dati *a distanza*, trasmettendo i dati da elaborare (dall'unità di ingresso al calcolatore) e i risultati delle elaborazioni (dal calcolatore all'unità di uscita) *mediante linee di comunicazione*. Vengono chiamati *terminali*, quelle particolari unità che svolgono le funzioni di unità periferiche (di ingresso e di uscita) nelle elaborazioni a distanza, in collegamento con un calcolatore centrale o periferico.

Ci sono vari tipi di terminali, con caratteristiche e prestazioni diverse. Il televisore teletext ed il televisore videotex costituiscono due casi tipici di terminali di un sistema di telematica che sono adatti ad essere usati nelle abitazioni domestiche, e che vengono perciò chiamati *terminali domestici*. Esaminiamoli separatamente.

La telematica ed il teletext

Il sistema teletext è un sistema di telematica del tipo *ad una via*, o *unidirezionale*, o *diffusivo*, poichè il suo terminale domestico (il televisore teletext) può solo ricevere informazioni.

I *sistemi di comunicazione* che interessano i televisori teletext sono: 1) le reti nazionali tradizionali; 2) le trasmittenti private locali; 3) i sistemi di teledistribuzione; 4) i satelliti internazionali; 5) i satelliti nazionali. Esaminiamo i capi entro i quali operano i 3 ultimi tipi di sistemi (i primi due li supponiamo noti).

La *teledistribuzione* è la distribuzione dei segnali televisivi da un solo impianto di antenna ricevente ad un gran numero di televisori. Un sistema di teledistribuzione può essere di due tipi fondamentali: ad antenna principale e ad antenna per comunità.

Il sistema *antenna principale* (MATV) o *impianto centralizzato di antenna* è il più semplice sistema di distribuzione.

È adatto a servire un gran numero di televisori e viene installato in tutti i grandi edifici di abitazione civile. Esso permette di ottenere vantaggi tecnici (è possibile progettare meglio l'impianto di antenna), economici (la spesa è ripartita su molti utenti), estetici (elimina la selva di antenne singole dal tetto). L'impianto centralizzato è formato dal sistema di antenne, dal sistema degli amplificatori e dalla rete di distribuzione (che invia via cavo i segnali amplificati ai vari televisori).

Il sistema *ad antenna per comunità* (CATV) va molto oltre gli obiettivi del MATV, introducendo anche la possibilità di aumentare il numero dei programmi trasmessi ai televisori con programmi speciali (metereologici, informativi, di svago, di sorveglianza, sociali, politici, finanziari) prodotti sul luogo. Può inoltre venire effettuata l'utilizzazione bidirezionale della rete via cavo fra la stazione di testa e gli utenti con uno scambio reciproco di messaggi.

L'organizzazione delle comunicazioni si avvale di grandi sistemi per l'invio, il collegamento e la diffusione di messaggi, tramite *stazioni a terra* e *satelliti* (che fanno da ponte alle stazioni).

I sistemi di *satelliti internazionali* per telecomunicazioni (telefonìa, trasmissione di dati, collegamenti radio e televisivi) sono due: l'*Intelsat*, di iniziativa occidentale cui aderiscono e collaborano la maggiore parte delle nazioni del mondo (un centinaio) e l'*Intersputnik* di iniziativa sovietica, cui aderiscono Unione Sovietica, Cuba, Romania, Bulgaria, Polonia, Ungheria, Germania orientale, Mongolia.

I satelliti del sistema Intelsat sono piazzati in orbite geostazionarie al di sopra dei tre oceani: tre sono sull'Atlantico, uno sull'Indiano e uno sul Pacifico. *Orbite geostazionarie* sono orbite quasi fisse, ottenute facendo ruotare i satelliti ad una altezza di 36000 km sopra l'equatore, con un periodo di rivoluzione di 24 ore, uguale a quello della terra. Tutte le telecomunicazioni sono inviate e ricevute alla velocità di propagazione della luce (300000 km al secondo).

Telefonia e telex
- Telefonia con nuove prestazioni (numer. abbreviata, richiamata, ecc.)
- Telex con nuove prestazioni (numer. abbreviata, selez. ripetuta, ecc.)

Radiocomunicazioni
- Radiocuminic. per utente mobili
- Radioavviso per utenze mobili

Trasmissione dati e media/alta velocità

Nuovi servizi
- Fac-Simile e media velocità
- Teletex
- Videotex
- Telecontrolli e Teleallarmi

Servizi di diffusione
- Teletex
- TV Stereofonica
- TV Via Satellite

Rete urbana interattiva a larga banda

Traffico ○ Utente ● Centro

Fonte: ITALTEL

Le previsioni di realizzazione dei nuovi servizi si riferiscono al

Fig. 3

I segnali sono emessi e ricevuti sulle onde centimetriche: i segnali dalla terra ai satelliti sono emessi sulla banda dei 6 GHz (6000 MHz). I satelliti ricevono questi segnali, li amplificano, ne cambiano la frequenza e li ritrasmettono alla terra, sulla banda di 12 GHz.

Per coordinare lo scambio di trasmissioni internazionali di avvenimenti in Europa è sorta l'*Eurovisione* (il primo esperimento venne effettuato dal 6 giugno al 4 luglio 1954). L'Eurovisione è costituita dai mezzi tecnici ed organizzativi che consentono la messa in onda e lo scambio di avvenimenti (in diretta o registrati) fra più organismi radiotelevisivi dell'UER. Una organizzazione simile, la *Intervisione*, fa capo all'Unione Sovietica. L'Eurovisione offre collegamenti di avvenimenti giornalistici ai propri associati mediante una rete che copre tutta l'Europa e, per interconnessione, via terra o via satellite, tutto il mondo.

Le prospettive ed i problemi dei *satelliti nazionali* sono molto diversi da quelli dei sistemi di satelliti internazionali.

a loro diffusione dopo la fase di sperimentazione.

La funzione dei satelliti nazionali è quella della telediffusione diretta. La televisione da satellite (nazionale) viene indicata con la sigla *TVDS*. La TVDS è considerata non come una possibilità sostituitiva delle reti a terra, ma come un mezzo integrativo delle reti attuali. È una attività non ancora in funzione, ma di cui è previsto l'avvio nella metà degli anni ottanta.

Si è già iniziato il lavoro di coordinamento e di pianificazione della TVDS. Nella conferenza di Ginevra (WARC) svoltasi all'inizio del 1977, si è stabilito un piano (detto Piano di Ginevra) per pianificare le aree di servizio della TVDS, le posizioni orbitali dei satelliti, il massimo numero dei canali per ogni nazione, le frequenze di impiego, la qualità dei segnali, la potenza di trasmissione, la zona di servizio da coprire, i debordamenti previsti.

Il compito della TVDS è quello di una gestione migliore e più economica delle teletrasmissioni (rispetto alle reti tradizionali), particolarmente in zone montate. L'esercizio della TVDS era previsto in Europa, ma non prima degli anni novanta, con una collaborazione comune. Ma la Germania federale ha interrotto questa collaborazione, decidendo di dar vita a partire dal 1982 a un proprio progetto con un satellite rispondente alle norme del Piano di Ginevra. L'iniziativa è sorta da motivi di affermazione e di concorrenza industriale nell'ambito Europeo ed internazionale nel campo dell'elettronica civile.

La telematica ed il videotex

Il sistema videotex è un sistema di telematica del tipo *a due vie*, o *bidirezionale*, o *interattivo*, poichè il suo terminale (il televisore videotex) può colloquiare, cioè scambiare informazioni, con una banca di dati di un calcolatore.

La linea di trasmissione usata nei sistemi videotex è la *rete telefonica pubblica*. È tramite il telefono che si realizzano le nuove applicazioni della telematica.

Nei sistemi di comunicazione di dati fra il terminale e la banca dei dati del calcolatore è particolarmente importante un elemento detto *modem*. Il terminale modem deriva dalla contrazione delle parole modulatore e demodulatore. La funzione principale del modem è quella di convertire dati digitali in forma analogica che sia adatta per la trasmissione su circuiti con una portante comune (ad esempio le linee telefoniche). La *modulazione* è la conversione digitale-analogica, nella quale i dati sono inviati sulla linea di trasmissione mediante modulazione di una portante; la *demodulazione* è il processo inverso.

Nel videotex il sistema di modulazione impiegato è del tipo detto FSK. In questo tipo di modulazione i due bit 0 ed 1 vengono convertiti (nel modem) in segnali di frequenza diversa: il livello 1 nella frequenza f1 ed il livello 0 nella frequenza F2.

È da osservare che i sistemi teletext e videotex costituiscono dei casi *speciali* di sistemi di telematica nei quali al calcolatore *non* si richiede di *eseguire delle operazioni o dei calcoli*, ma di *trasmettere delle informazioni*, immagazzinate in opportune memorie. Il telespettatore (l'operatore, l'utilizzatore di queste informazioni tramite il televisore) ottiene queste informazioni mediante un telecomando in modo molto semplice, *senza dover essere un esperto di informatica e senza dover usare alcun linguaggio di programmazione.*

■

BLV36: Transistore lineare push-pull VHF da 125 W

Questo transistore lavora nella banda III VHF. È un transistore push-pull per amplificatori lavoranti in classe AB. Oltre i 125 W di potenza di uscita, il BLV36 possiede un guadagno in potenza molto elevato (11,5) alla potenza di uscita di 140 W e un rendimento che arriva fino al 65%.

Per consentire un corretto impiego negli amplificatori a larga banda, il transistore ha un ingresso adattato internamente. Le impedenze di ingresso e di uscita sono più elevate di quelle normalmente possedute da transistori single-ended; il che semplifica l'adattamento negli amplificatori a larga banda.

Come altri transistori di questa famiglia, il BLW36 possiede resistori di emettitore diffusi con funzione di ballast allo scopo di realizzare una più razionale ripartizione di calore nel cristallo, e la metallizzazione in oro che consente una grande sicurezza di funzionamento. I BLV36 è incapsulato in un contenitore a flangia a 8 terminali (SOT-161) e possiede la "testa" in ceramica. Tutti i terminali sono isolati dalla flangia.

PHILIPS
P.za IV Novembre, 3
Milano

Distributore di lega saldante

Il distributore SD 1000 della Weller è sempre pronto all'uso ed a portata di mano, evitando perdite di tempo nella ricerca della lega saldante.

Con questo accessorio si può usare qualsiasi lega in commercio, in bobine da 1 kg.

L'SD 1000 può anche essere usato in combinazione con l'alimentatore di lega saldante Weller SF-M come supporto per bobine di dimensioni più grosse.

COOPER GROUP ITALIA
Via Lazio, 65
Buccinasco (MI)

Ergonomico distributore di lega saldante

Oscilloscopio da 15 MHz a doppia traccia

Il VP-5216A prodotto dalla Matsushita è un oscilloscopio a due tracce con banda di frequenza di 15 MHz, adatto per l'impiego in vari campi dell'industria elettronica oltre che per impieghi di tipo generale.

La funzione di trigger automatica AUTO-FIX consente di avere una forma d'onda stabile qualunque sia il livello del trigger.

È dotato di CRT luminoso con auto focus, e circuito separatore di sincronismo TV(V) e TV(H).

La larghezza di banda dei due canali di ingresso è identica: c.c. – 15 MHz (– 3 dB)/5 mV/div, c.c. – 5 MHz (– 3 dB)/1 mV/div.

L'ingresso massimo può essere 300 V (DC + AC picco) o 600 Vp-p. L'oscilloscopio misura 117x264x400 mm e pesa 7,5 Kg.

MATSUSHITA COMM. INDUSTRIAL
4-3-1, Tsunashima, Higashi, Kohoku-ku
Yokohama 233 (Giappone)

Multimetro digitale LCD

Il DMM portatile con display a cristalli liquidi della Simpson, mod. 467E, consente di mantenere l'indicazione di picco, permettendo così di catturare correnti e tensioni di spunto; ha un modo di funzionamento continuo per il check visibile e acustico istantaneo di cortocircuiti e di circuiti aperti; e consente di misurare il vero valore efficace di segali sinusoidali e non sinusoidali in un ampio range di frequenza.

Il DMM offre ben 26 range per misure di tensioni e correnti sia in continua che in alternata e di resistenze.

Altre caratteristiche comprendono una precisione in Vcc dello 0,1%, la protezione contro i transistori di tensioni, il sistema di fusibili doppio e grafici del pannello frontale con codici a colori. Il multimetro misura 5,1x14,2x11,7 cm e pesa 682 g.

SIMPSON ELECTRIC
853 Dundee Ave
Elgin, IL 60120 (USA)

Generatore di funzioni vobulato

Il Mod. WG 230 della Trio Kenwood è un generatore di funzioni sinusoidali, triangolari e quadrate da 20 Hz a 200 kHz in 4 portate (un controllo ausiliario fornisce una portata aggiuntiva da 2 Hz a 20 Hz) completato da uno sweep logaritmico. L'impostazione dello strumento è relativamente classica: grande cursore circolare a due scale logaritmiche, un commutatore seleziona i due modi di funzionamento a larga banda (continuo) o a banda stretta (entro le portate disponibili inclusa quella inseribile da 2 a 20 Hz).

Lo sweep può essere esterno (ottenendo così una spazzolata totale su tutta la banda), automatico (per spazzolate ripetitive) o manuale, tre i tempi disponibili (0,1/1/10s) con un potenziometro per la regolazione manuale variabile.

Il WG-230 è anche un generatore di impulsi TTL, un generatore controllato in tensione e un generatore FM modulato dall'esterno, ha due uscite per lo sweep, una a rampa proporzionale alla sua ampiezza e l'altra è un impulso TTL a basso livello durante la spazzolata e ad alto livello fra uno sweep e l'altro.

Generatore di funzioni vobulato BF.

VIANELLO
Via T. Da Cazzaniga, 9/6
Milano

Multimetro digitale 3 1/2 digit

Il multimetro BRI 9030 realizzato dalla Bremi è uno strumento da laboratorio a 3 1/2 digit con display a LED, protetto contro ogni tipo di sovraccarico e caratterizzato da una elevata robustezza meccanica.

La precisione e la stabilità dello strumento sono garantite, oltre che da un'accurata calibrazione, dall'impiego di componenti attivi e passivi ad alta stabilità.

Le funzioni di misura coprono praticamente tutte le gamme delle misure fondamentali del laboratorio elettronico ed elettrotecnico, con portate che permettono di risolvere le cantinaia di microvolt, microampere e milliohm nei fondi scala più bassi e di misurare fino a 1000 V, 10 A e 20 M nelle portate con fondo scala più elevato.

Il BRI 9030 permette inoltre la prova di efficienza dei dispositivi a semiconduttore (diodi, transistor, LED, ecc.) con 3 portate a corrente costante.

BREMI
Via Benedetta, 155/A
Parma

Ventilatori piezoelettrici

La Piezo Electric Products ha iniziato la produzione di ventilatori piezoelettrici per apparecchiature elettroniche.

In questi ventilatori a stato solido il flusso d'aria viene generato dal movimento in due lamine in mylar mosse da altrettanti elementi piezoceramici che lavorano in quadratura.

I ventilatori, che richiedono 1/15 dell'energia necessaria ad un ventilatore rotante, non hanno alcuna parte soggetta ad usura e sono caratterizzati da vita virtualmente indefinita, basso rumore magnetico e acustico, partenza immediata, affidabilità dello stato solido.

Le dimensioni limitate consentono di raffreddare punti specifici dell'apparecchiatura.

ECR
Via Senigallia, 6
Milano

Wattmetro digitate per potenze da 10 mW a 36 KW.

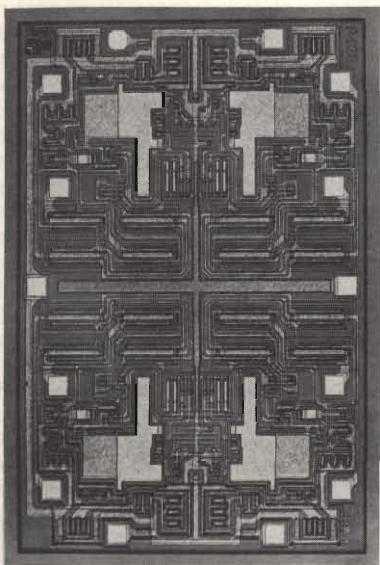
Wattmetro digitale

Nel wattmetro mod. 636 realizzato dalla R.F.L. si trovano riuniti i seguenti tipi di misura: tensione e corrente alternata; potenza reattiva e apparente; fattore di potenza ad angolo di fase; frequenze; integratore per watt-ore e VAR-ora.

La presentazione dei dati avviene tramite 3 indicatori digitali separati: due per tensione e corrente, con risoluzione di 5 cifre; il terzo con risoluzione di 5 cifre più notazione scientifica viene utilizzato per tutti gli altri parametri.

La dinamica di lettura della potenza va da 10 mW a 36 KW circa; la precisione per le letture di tensione, corrente e potenza attiva è circa del ± 0,05 f.s. Tutte le misure vengono effettuate a vero valore efficace.

Gli ingressi sono isolati galvanicamente dal circuito in prova, e sono protetti dai sovraccarichi. È possibile l'interfacciamento con sistemi automatici tramite BUS IEEE-488.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano

Amplificatore operazionale con stadio di ingresso J-FET ad alta impedenza.

Amplificatore operazionale JFET quadruplo

È il TD.0084 della Thomson-EFCIS, che incorpora con un buon adattamento J-FET ad alta tensione e transistori bipolari in un circuito integrato monolitico.

Il dispositivo è caratterizzato da altri slew rate, basse correnti di polarizzazione e di offset di ingresso, e da un basso coefficiente termico della tensione di offset. È inoltre dotato di compensazione della frequenza incorporata.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Gioia, 72
Milano

Commutatore coassiale per usi generali

L'HP 33311B-C05 della Hewlett Packard è un commutatore coassiale a 5 porte funzionante dalla continua a 18 GHz. Quattro barrette mobili possono essere collegate internamente in diversi modi alle 5 porte fornendo possibilità di commutazione versatili per segnali a microonde.

Il dispositivo viene commutato elettricamente ed è autoaccoppiato magneticamente al segnale. Le bobine consumano 3W a 24 Vcc e sono automaticamente scollegate dopo 30 ms dall'istante di commutazione. L'elevata ripetibilità è stata ottenuta grazie ad una progettazione speciale che prevede la commutazione del solo conduttore centrale. La ripetibilità tipica dopo 10^6 commutazioni è di 0,03 dB. Le perdite di inserzioni sono inferiori a 0,5 dB e l'isolamento è migliore di 90 dB.

L'impedenza caratteristica vale 50 Ω con un ROS minore di 1,4 a 18 GHz.

I connettori sono di tipo SMA.

HEWLETT-PACKARD
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco S/N (MI)

Amplificatore stereo con equalizzatore/mixer

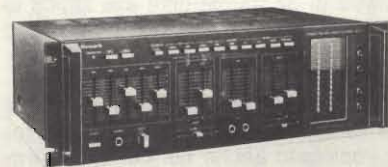
L'MA4700 della Numark è un amplificatore di controllo audio che combina le caratteristiche di una console mixing per la radiodiffusione e la flessibilità richiesta da un disc jockey, compresi il fader mixing e il cueing in cuffia.

Il sistema fornisce 70 W per canale su 4 Ω e 60 W per canale su 8 Ω con uscite per due speaker. L'MA4700 ha anche un circuito a ponte per il collegamento di un amplificatore esterno di qualsiasi potenza.

Un indicatore a LED multicolori ad alta velocità viene usato come misuratore del livello di ingresso e come misuratore della potenza di uscita.

L'MA4700 ha una frequenza di risposta da 10 Hz a 30 kHz, una THD dello 0,08% alla potenza nominale e una distorsione IM dello 0,3%.

L'unità è predisposta per il montaggio in rack da 19" e ha tutti i comandi e i controlli, più gli ingressi per il microfono e le cuffie, sul pannello frontale.

SINGER PRODUCTS
875 Merrick Avenue
Westbury, New York 11590 (USA)

Amplificatore stereo con mixer ed equalizzatore incorporato.

Terminale con la targa

La gamma di terminali preisolati della Telemecanique è completata con la serie DZ5-CA, che offre, oltre alle caratteristiche tecnico-applicative di sicurezza ed affidabilità, anche l'ulteriore servizio della siglatura facilitata.

I terminali sono caratterizzati dalla facilità della messa in opera, dalla affidabilità del raccordo elettrico e meccanico per la buona tenuta delle vibrazioni, dal miglioramento dell'isolamento tra i conduttori.

Altre caratteritiche della serie DZ5-CA, già disponibile per cavi da 0,75 mm 2 a 2,5 mm 2 di sezione, sono la facilità della siglatura del cavo, l'organicità del sistema e la velocità della siglatura. Inoltre la siglatura potrà essere effettuata sia durante la fase di collegamento dell'apparecchiatura o installazioni, sia a collegamento effettuato.

TELEMECANIQUE
C.P. 288
10100 Torino

Elaboratori di segnali TV

I CA3120E e CA3142E prodotti dalla RCA sono circuiti integrati monolitici al silicio da usare nell'elaborazione dei segnali TV nei ricevitori a colori o in bianco e nero.

I due circuiti forniscono segnali di uscita video a bassa impedenza, segnali di sincronizzazione in entrambe le polarità, e segnali di uscita AGC per la frequenza intermedia e il sintonizzatore. Il rumore introdotto nei circuiti per il controllo automatico del guadagno (AGC) e di sincronismo è minimo.

I dispositivi sono disponibili in package plastico dual-in-line a 16 pin.

RCA
P.zza San Marco, 1
Milano

Sistema di memoria dei programmi TV

L'EPM32 è stato sviluppato dalla SGS per sostituire il sistema EPM16 nei televisori, potendo memorizzare 32 programmi anziché 16.

Il cuore del sistema EPM32 è l'M293, che è fabbricato con la tecnologia N-channel double polysilicon gate MOS, e comprende una memoria RAM non-volatile di 32 parole oltre alla logica di controllo e al convertitore D/A per la tensione di sintonia. Come l'M193, anche l'EPM32 può essere usato in differenti modi (funzionamento automatico, semiautomatico e mauale) e può essere impiegato anche nel campo dei radioricevitori.

SGS-ATES
Via C. Olivetti, 2
Agrate Brianza (MI)

Batterie ricaricabili al Ni-Cd

Le batterie alcaline della Yuasa al Nichel-Cadmio, sigillate ermeticamente, sono composte di idrato di nichel come materiale attivo per la piastra positiva, di cadmio come materiale attivo per la piastra negativa e idrato di potassio come elettrolita.

Le batterie vengono prodotte nei tipi a bottone con piastre stampate, tipo cilindrico con piastre sinterizzate e tipo rettangolare, le prime due con tensioni di 1,2 V e quelle rettangolari da 7,5 - 8,4 - 9,6 V.

Queste batterie possono essere ricaricate dopo una scarica fino a 0V e hanno un bassissimo tasso di autoscarica. L'operazione di carica e scarica può essere ripetuta da 300 a 3000 volte.

ELCONTROL
Blocco 7, n. 93
Centergross (BO)

Batterie ricaricabili sigillate al nichel-cadmio.

Sistema CP 2000 per la rilevazione dell'orario di lavoro.

Sistema CP 2000 per la rilevazione dell'orario di lavoro ed il controllo accessi del personale

Il sistema CP 2000, realizzato dalla Siemens rileva l'orario di lavoro, sorveglia l'accesso del personale nelle fabbriche e negli uffici, gestisce l'organizzazione dell'orario di lavoro in funzione dei tempi reali, straordinari, intervalli variabili, uscite per servizio e turni ed infine controlla i permessi di accesso, tenendo conto delle fasce di tempo e delle zone operative assegnate a ciascuno. Il sistema consente di collegare complessivamente 63 terminali di raccolta dati e di raccogliere e memorizzare i dati di 2800 dipendenti.

L'operatore dialoga con l'unità centrale del CP 2000 (nei tipi "standard" sistemata in un container alto quanto un tavolo, ed in quello a "L" in un tavolo del sistema) mediante un videoterminale; la stampante collegata al sistema emette i dati in qualsiasi forma. I programmi di tempo (memorizzati) sono stati organizzati sulla base di un programma annuale completi di giorni festivi variabili e fissi, sabati e domeniche. Il sistema non accetta carte di identificazione di altre aziende e un codice segreto impedisce che l'unità centrale venga attivata da personale estraneo. I dati elaborati dal sistema CP 2000 possono essere trasmessi ad un altro calcolatore per ulteriori elaborazioni.

I terminali di raccolta, con lettore di carte d'identificazione e display digitale, sono realizzati nei modelli da tavolo e da incasso ed anche nei tipi per installazione interna ed esterna e possono essere utilizzati sia per rilevare l'orario di lavoro, sia per controllare l'accesso del personale ed anche come apriporta di sicurezza oppure per entrambe le funzioni contemporaneamente.

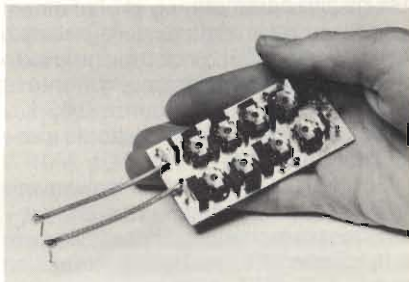
Il dipendente che introduce nel lettore la propria carta d'indentificazione (formato carta di credito) ottiene immediatamente il saldo dell'orario, indicato sul display.

SIEMENS ELETTRA S.p.A
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Filtro video da 50 Ω

La serie FLR della Matthey comprende un filtro passa basso a 4,2 MHz per il sistema NTSC e un'unità equivalente a 5,5 MHz per il sistema PAL.

La banda passante è piatta e la banda di stop è superiore a 45 dB fino a 100 MHz. Buona è anche la risposta in fase. Le schede a circuito stampato FLR misurano 80x40x12 mm e possono essere fornite con connettori volanti o con pin.

MATTHEY PRINTED PRODUCTS
William Clowes Street
Burslem, Stoke-on-Trent ST6 3AT (Inghilterra)

Filtri video a 50 per i sistemi NTSC e PAL.

Indicatori a LED a 22 segmenti

Gli indicatori a LED a 22 segmenti (rossi), realizzati dalla Siemens, possono rappresentare tutte le lettere maiuscole e minuscole dell'alfabeto e tutti i comuni numeri simboli. Quattro di questi indicatori sono montati su un modulo (DL 3422), equipaggiato anche con un integrato CMOS (memoria, generatore di caratteri, multiplexer e driver). Ogni indicatore ha un contenuto alfanumerico di 96 caratteri differenti, alti 4,3/2,5 mm. I moduli possono essere collegati in serie senza limiti di lunghezza. Il nuovo indicatore consente di leggere stati elettronici o istruzioni con la stessa facilità con cui si legge un testo scritto a macchina.

Gli indicatori intelligenti con elettronica incorporata possono essere pilotati facilmente per mezzo di linee dati e di comando. I primi indicatori a sette segmenti (tre orizzontali e quattro verticali) potevano rappresentare soltanto numeri. Quelli successivi a 16 segmenti han-

Indicatore a LED a 22 segmenti che scrivono lettere maiuscole e minuscole.

no consentito di ampliare notevolmente il numero dei caratteri e di riprodurre anche le lettere maiuscole.

L'impiego dei circuiti integrati ha permesso inoltre di limitare i costi del circuito di comando. Gli indicatori a LED a 22 segmenti sono il risultato della più recente tecnologia e trovano largo impiego nei campi più diversi; infatti vengono montati in un sempre maggior numero di apparecchi.

Attualmente la Siemens ha in programma cinque moduli: il DL 3422 e 22 segmenti ed il nuovo DL 3416 a 16 segmenti più uno (punto decimale). I caratteri, alti 5,72 mm, sono ben leggibili anche a grande distanza; al DL 3416 corrisponde il DL 2416 con caratteri di 4,1 mm. Entrambi i moduli sono adatti per macchine d'ufficio, piccoli computer e terminali di medie dimensioni.

Se il tecnico ha bisogno di indicatori compatti ed a basso consumo di energia, può impiegare il modulo DL 1414 con caratteri di 2,8 mm (17 segmenti) anch'esso collegabile in serie ed equipaggiato con quattro indicatori ed un integrato di comando. Il DL 1416 (16 segmenti di 4,1 mm), più economico, ha tempi di accesso un po' lunghi rispetto a quelli del DL 1414

Una novità è rappresentata infine dalla scheda IDA 2416 con quattro od otto moduli singoli del tipo DL 2416 accoppiati in linea. Questa scheda è adatta per quei tecnici che necessitano di indicatori già montati (per serie medio-piccole), onde risparmiare i costi di progettazione e montaggio. L'offerta è indirizzata ai produttori di impianti speciali e macchine utensili ed a coloro che forniscono equipaggiamenti elettronici, per esempio, alle centrali elettriche.

SIEMENS ELETTRA S.p.A.
Via F. Filzi, 25/A
Milano

PER ABBONARSI ALLE RIVISTE JCE UTILIZZATE QUESTO MODULO DI C.C.P.

CONTI CORRENTI POSTALI
RICEVUTA di un versamento di L.
Lire
sul C/C N. 315275
intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)
eseguito da
residente in
addì
Bollo a data
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
L'UFFICIALE POSTALE
Cartellino del bollettario
tassa | data | progress.

CONTI CORRENTI POSTALI
Bollettino di L.
Lire
sul C/C N. 315275
intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)
eseguito da
residente in
addì
Bollo a data
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
L'UFF. POSTALE
numerato d'accettazione

CONTI CORRENTI POSTALI
Certificato di accreditam. di L.
Lire
sul C/C N. 315275
intestato a Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI)
eseguito da
residente in
via
addì
Bollo a data
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
L'UFFICIALE POSTALE
N. del bollettario ch 9
Importante: non scrivere nella zona sottostante!
data | progress. | numero conto | importo

Mod. ch-8-bis AUT. cod. 127902

>000000003152756<

Guida mondiale dei circuiti integrati TTL

Cod. 6010
L. 20.000 (Abb. L. 18.000)

Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressoché tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case europee, americane e giapponesi.

I dispositivi Texas, Fairchild, Motorola, National, Philips, Signetics, Siemens, Fujtsu, Hitachi, Mitsubishi, Nec, Toshiba, Advanced Micro Deviced, sono confrontati tra loro all'interno di ogni famiglia proposta.

Per facilitare la ricerca o la sostituzione del dispositivo in esame, è possibile anche, dopo aver appreso ad integrarne la nomenclatura degli IC, consultare il manuale a seconda delle funzioni svolte nei circuiti applicativi.

Rappresenta, quindi, un indispensabile strumento di lavoro per tutti coloro che lavorano con i TTL.

Da inviare a JCE
Via del Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Citta Provincia

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

□ Pagherò al postino il prezzo indicato + L. 2000 per contributo fisso spese di spedizione

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

□ Non Abbonato □ Abbonato

Pronta consegna!

PM 3207 0-15 MHz
PHILIPS
INTENS
FOCUS
POSITION
AMPL/DIV
X POSITION
LEVEL
TIME/DIV
POWER
PROBE ADJ

PHILIPS